

Микроэлектронные преобразователи переменного напряжения в постоянное по уровню среднеквадратического значения

Часть 1. Преобразователи с экспоненциально-логарифмической обратной связью

Этот материал открывает цикл статей, в которых будут подробно рассмотрены существующие преобразователи переменного напряжения в постоянное по уровню среднеквадратического значения, выполненные в полупроводниковом и гибридном исполнении.

Олег Дворников

Oleg_Dvornikov@tut.by

В различной радиоэлектронной аппаратуре (РЭА) необходимо оценивать уровень переменного напряжения. Наиболее точно описывает сигнал сложной формы среднеквадратическое значение (СКЗ) напряжения, которое позволяет строго сравнивать действие сигналов различной формы: постоянных, периодических, коммутируемых периодических, случайных и пр.

Для определения СКЗ напряжения применяются преобразователи переменного напряжения в постоянное по уровню среднеквадратического значения (ПСКЗ). Предприятия-производители ИС выпускают небольшую номенклатуру ПСКЗ или блоков ПСКЗ, которые при микроэлектронном исполнении обеспечивают наилучшее отношение качество/цена, но не всегда удовлетворяют требованиям, предъявляемым к ним в РЭА.

Для правильного выбора микросхемы ПСКЗ, а также при разработке новых ПСКЗ необходимо ясно представлять как особенности параметров ИС, так и их внутреннюю структуру на уровне функциональных блоков, а в некоторых случаях — на уровне схемотехнических и топологических решений.

Основные положения

Любые электрические сигналы (напряжение, ток) $x(t)=X_p \times e(t)$ характеризуются [1] средним (mean) (для периодических сигналов — постоянная составляющая) X_M , средневыпрямленным (half-period) X_{HP} , среднеквадратическим (root-mean-square) X_{RMS} и пиковым (peak) X_p значениями:

$$X_M = \frac{1}{t_{J+1} - t_J} \int_{t_J}^{t_{J+1}} x(t) dt \quad (1)$$

$$X_{HP} = \frac{1}{t_{J+1} - t_J} \int_{t_J}^{t_{J+1}} |x(t)| dt \quad (2)$$

$$X_{RMS} = \left(\frac{1}{t_{J+1} - t_J} \int_{t_J}^{t_{J+1}} x^2(t) dt \right)^{0,5} \quad (3)$$

$$X_p = \max_{t \in (t_p, t_{p+1})} |x(t)|, \quad (4)$$

где $e(t)$ — нормированная форма сигнала с единичной амплитудой, $t_{j+1}-t_j$ — заданный интервал времени.

Для периодических сигналов

$$t_j = t_0 + jT, t_{j+1} = t_0 + (j+1)T \quad (5)$$

где t_0 — некоторый фиксированный момент времени, T — период, $j=0,1,2,\dots$

Для характеристики формы сигнала $x(t)$ чаще всего применяют коэффициент формы (form factor) k_F и коэффициент амплитуды (peak factor, crest factor) k_P :

$$k_F = \frac{X_{RMS}}{X_{HP}} \quad (6)$$

$$k_P = \frac{X_p}{X_{RMS}} \quad (7)$$

Для синусоидальных сигналов

$$k_F = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}, k_P = \sqrt{2} \quad (8)$$

а для однополярного прямоугольного импульса

$$k_P = \sqrt{\frac{T}{\tau_P}} \quad (9)$$

где τ_P — длительность импульса.

Параметры k_P , X_{RMS} наиболее распространенных импульсов приведены в специальной литературе [2].

Из выражения (3) для среднеквадратического значения напряжения V_{RMS} можно получить:

$$\frac{V_{RMS}^2}{R} (t_{J+1} - t_J) = \frac{1}{R} \int_{t_J}^{t_{J+1}} v^2(t) dt \quad (10)$$

или для периодического сигнала

$$\frac{V_{RMS}^2}{R} T = \frac{1}{R} \int_0^T v^2(t) dt \quad (11)$$

Таблица 1. Основные электропараметры ПСКЗ с экспоненциально-логарифмической ОС

Наименование ИС	Погрешность при 25 °С, мВ±%	Погрешность в зависимости от k_F , %	Полоса пропускания по уровню -3 дБ, кГц	Полоса частот для дополнительной 1%-й погрешности (0,09 дБ), кГц	Максимальный входной СКЗ-сигнал, В
AD536AK, MX536AK	±2±0,2	-1 при $k_F=7$ $V_{RMS}=1,0$ В	90 при $V_{RMS}=0,01$ В 2300 при $V_{RMS}=1$ В	5 при $V_{RMS}=0,01$ В 120 при $V_{RMS}=1$ В	7,0
AD637K	±0,5±0,2	±1 при $k_F=10$ $V_{RMS}=1,0$ В	150 при $V_{RMS}=0,02$ В 8000 при $V_{RMS}=2$ В	11 при $V_{RMS}=0,02$ В 200 при $V_{RMS}=2$ В	7,0
AD636K, MX636K	±0,2±0,5	-0,5 при $k_F=6$ $V_{RMS}=0,2$ В	100 при $V_{RMS}=0,01$ В 1500 при $V_{RMS}=0,2$ В	14 при $V_{RMS}=0,01$ В 130 при $V_{RMS}=0,2$ В	0,2
AD737K	±0,2±0,3	±2,5 при $k_F=5$ $V_{RMS}=0,2$ В	5 при $V_{RMS}=0,001$ В 190 при $V_{RMS}=0,2$ В	1 при $V_{RMS}=0,001$ В 33 при $V_{RMS}=0,2$ В	0,2
AD736K	±0,3±0,3	±2,5 при $k_F=5$ $V_{RMS}=0,2$ В	5 при $V_{RMS}=0,001$ В 190 при $V_{RMS}=0,2$ В	1 при $V_{RMS}=0,001$ В 33 при $V_{RMS}=0,2$ В	1,0

Таблица 2. Электропараметры буферного усилителя микросхем ПСКЗ

Наименование ИС	Напряжение смещения, мВ	Входной ток смещения, нА	Выходной ток, мА	Полоса пропускания по уровню -3 дБ, МГц	Скорость нарастания выходного напряжения, В/мкс
AD536AK, MX536AK	±4,0	60,0	+5,0 -0,13	1,0	5,0 с внешним резистором 2 кОм
AD637K	±1,0	±5,0	+5,0 -0,13	1,0	5,0 с внешним резистором 2 кОм
AD636K, MX636K	±1,0	300,0	+5,0 -0,13	1,0	5,0 с внешним резистором 10 кОм

где $v(t)$ — напряжение переменного тока, падающее на резисторе R.

Соотношение (10) поясняет физическую сущность СКЗ напряжения переменного тока, которое определяется как напряжение постоянного тока, необходимое для передачи за определенный промежуток времени ($t_{j+1}-t_j$) на нагрузку R такого количества энергии $P \times (t_{j+1}-t_j)$, которое передает данный сигнал $v(t)$ за указанное время. СКЗ напряжения является единственным способом описания мощности P электрического сигнала.

Для синусоидальных сигналов V_{RMS} можно легко определить по средневыпрямленному значению V_{HP} с учетом коэффициента формы:

$$V_{RMS} = k_F V_{HP} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} V_{HP} \quad (12)$$

Такой способ применяется в радиоизмерительных приборах (РИП), работающих с синусоидальными сигналами [3]. Однако во многих электронных цепях сигнал значительно отличается от синусоидального, например коммутируемый синусоидальный сигнал, сигнал на тиристорах, синусоидальный сигнал с большим количеством гармоник, специальные виды сигналов, применяемые при передаче данных. В этих случаях оценка СКЗ по средневыпрямленному значению приводит к недопустимо большим погрешностям [4–5].

Для точного определения СКЗ напряжения переменного тока применяются преобразователи переменного напряжения в постоянное по уровню среднеквадратического значения (ПСКЗ или True RMS-to-DC converter), статическая функция преобразования которых определяется квазилинейной зависимостью выходного напряжения постоянного тока V_{OUTDC} от входного [1]:

$$V_{OUTDC} = S V_{RMS} + \Delta V \quad (13)$$

где $S=S_0(1+\gamma)$ — коэффициент передачи ПСКЗ по уровню среднеквадратического значения, γ — мультипликативная погрешность, обус-

ловленная отклонением значения коэффициента передачи S от требуемого значения S_0 , ΔV — аддитивная погрешность.

Нелинейная функция преобразования ПСКЗ учитывается в зависимости $\gamma = \gamma(V_{RMS})$.

Значительное влияние ПСКЗ на характеристики современной РЭА объясняет большое количество публикаций по вопросам проектирования ПСКЗ, среди которых следует выделить основные работы [1–2, 6–8].

Функциональные схемы и основные электрические параметры микросхем ПСКЗ [9]

Большинство серийно выпускаемых полупроводниковых ПСКЗ имеют экспоненциально-логарифмическую обратную связь. Их основные характеристики приведены в таблицах 1–2.

Приведенные в таблице 1 микросхемы можно условно разделить на малопотребляющие с высокоомным входом (AD736, AD737) и прецизионные (AD536, AD636, AD637).

Функциональная схема и типовая схема включения самого экономичного ПСКЗ (AD737) показана на рис. 1 и 2 соответственно.

ИС AD737 включает: входной усилитель (input amplifier) с входными полевыми транзисторами, управляемыми p-n-переходом

(ПТУП), обеспечивающими сопротивление по входу V_{IN} около 10^{12} Ом; двухполупериодный выпрямитель (full-wave rectifier); блок смещения (bias section) и блок выделения СКЗ (RMS core). Для максимального уменьшения тока потребления в блоке смещения предусмотрен режим выключения питания управляющим сигналом (power down) и в микросхеме отсутствует выходной буферный усилитель, поэтому ИС может работать только на высокоомную нагрузку. При подаче на вывод «power down» положительного напряжения питания $+V_S$ ток потребления ИС уменьшается от 160 до 40 мкА. В микросхеме имеется дополнительный низкоомный вход C_C с входным сопротивлением ≈ 8 кОм. Низкоомный вход позволяет обрабатывать сигнал со СКЗ напряжения до 300 мВ при минимальном напряжении питания $+2,8$ В и $-3,2$ В и до 1 В при напряжении питания в диапазоне от ± 5 В до $\pm 16,5$ В. Входы V_{IN} и C_C могут использоваться как отдельно, так и дифференциально.

Основным преимуществом функциональной схемы (рис. 1) является подключение усредняющего конденсатора (averaging capacitor) C_{AV} параллельно прямосмещенному диоду в блоке вычисления СКЗ. В этом случае постоянная времени усреднения (averaging time constant) составит

$$\tau_{AV} \approx C_{AV} \times r_D = C_{AV} \times \phi_T / I_D \quad (14)$$

где r_D — дифференциальное сопротивление прямосмещенного диода, ϕ_T — температурный потенциал, I_D — ток через прямосмещенный диод.

Постоянная времени усреднения определяет точность преобразования СКЗ, особенно в низкочастотной области. Так как ток через диод прямо пропорционален уровню выход-

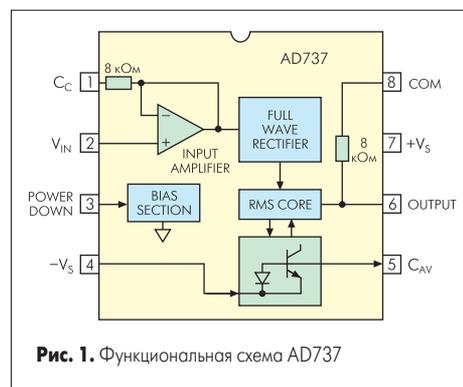


Рис. 1. Функциональная схема AD737

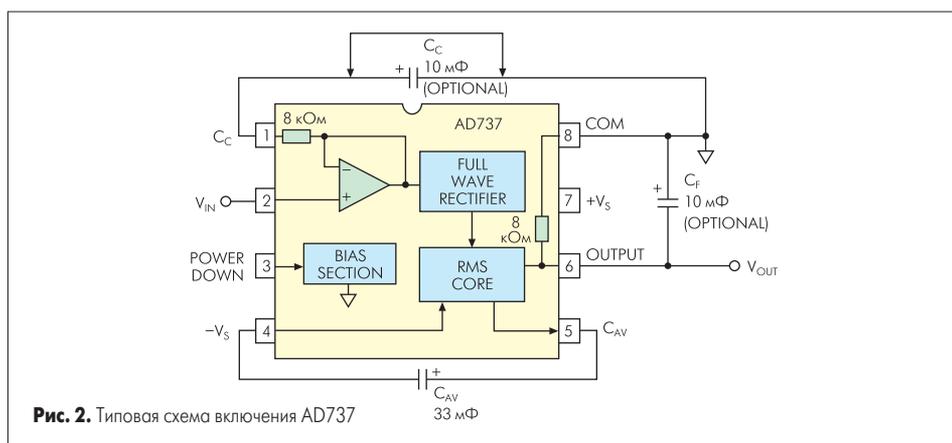


Рис. 2. Типовая схема включения AD737

да T изменения входного напряжения $v_{IN}(t)$, то выходное напряжение ПСКЗ будет соответствовать алгоритму соотношения (23), а именно:

$$V_{OUT} \sim \frac{1}{T} \int_0^T \exp \left(2Ln \frac{|v_{IN}(t)|}{R_1 I_{ES}} - Ln \frac{V_{OUT}}{R_3 I_{ES}} \right) dt \quad (24)$$

Постоянная времени τ_{AV} определяет ошибку усреднения (averaging error) — отклонение выходного напряжения V_{OUT} от идеального значения, включающее частотно зависящее напряжение смещения Δ_{TRDC} на выходе ПСКЗ (DC error) и пульсации выходного напряжения с удвоенной частотой входного сигнала (double-frequency ripple) и амплитудой Δ_{TRAC} как показано на рис. 9. Чем C_1 больше, тем меньше ошибка усреднения, но при этом, с одной стороны, значительно увеличивается номинал и размеры конденсатора, а с другой стороны — растет время установления выходного напряжения, которое прямо пропорционально τ_{AV} . Если резистор R_2 выбрать очень большим или даже удалить, то любой постоянный ток (входной ток смещения ОУ, коллекторный ток Q3 при отсутствии входного сигнала) будет заряжать конденсатор C_1 , что при отсутствии входного сигнала приведет к сдвигу выходного напряжения ПСКЗ к напряжению питания и уменьшению динамического диапазона.

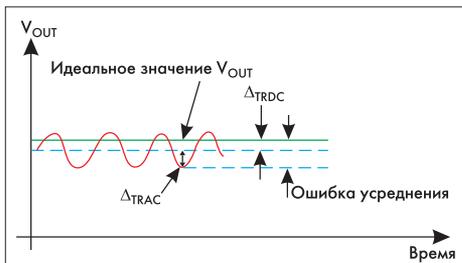


Рис. 9. Зависимость выходного напряжения ПСКЗ V_{OUT} от времени и основные составляющие погрешности

На упрощенной схеме AD637 (рис. 5) формирователь модуля и преобразователь «напряжение — ток» реализован на ОУ A1, A2 и диодах, фильтрующий конденсатор является внешним C_{AV} и усилитель A3 также подключается при внешнем соединении выводов (рис. 6).

При другом соединении выводов ИС можно получить как качественно, так и количественно иные характеристики:

- Подавая напряжение на вывод OUTPUT_OFFSET, можно изменять выходное напряжение ПСКЗ по выводу RMS_OUT.
- Включение резистора между RMS_OUT и DEN_INPUT изменяет коэффициент преобразования ПСКЗ.
- Ошибку усреднения можно описать частотно зависимым напряжением смещения Δ_{TRDC} и амплитудой пульсаций Δ_{TRAC} которые для AD637 составят (в процентах):

$$\Delta_{TRDC} = \frac{1}{0,16 + 4 \times 10^{-3} f^2 C_{AV}^2} \quad (25)$$

$$\Delta_{TRAC} = \frac{1}{3,15 \times 10^{-3} f C_{AV}} \quad (26)$$

где f — частота входного сигнала в Гц, C_{AV} — величина фильтрующего конденсатора в мкФ.

Значительно уменьшить амплитуду пульсаций можно последующей фильтрацией выходного сигнала, при помощи как имеющегося в ИС буфера, так и дополнительных внешних фильтров. К сожалению, фильтрация выходного сигнала не уменьшает Δ_{TRDC} ее можно уменьшить только увеличением C_{AV} .

- Если вывод RMS_OUT соединен с DEN_INPUT, а конденсатор C_{AV} отсутствует (точнее C_{AV} малой величины ≈ 5 пФ для обеспечения устойчивой работы A4), то в этом случае происходит вычисление абсолютной величины входного сигнала $V_{OUT} = |v_{IN}(t)|$.
- Если конденсатор C_{AV} подключен, а DEN_INPUT соединен с источником опорного напряжения V_{REF} , то определяется средний квадрат

$$V_{OUT} = \frac{1}{V_{REF} T} \int_0^T v_{IN}^2(t) dt.$$

Регулировка выходного напряжения и коэффициента преобразования применяется обычно в AD637 для минимизации погрешности преобразования в начале и конце диапазона допустимого входного напряжения. В этом случае на вход V_{IN} подают минимально допустимое напряжение и устанавливают выходное напряжение на RMS_OUT с требуемым значением V_{OUT} , изменяя потенциал на выводе OUTPUT_OFFSET. Аналогично для максимально допустимого входного напряжения изменением резистора между RMS_OUT и DEN_INPUT получают требуемую величину V_{OUT} . Оставшаяся после такой настройки погрешность будет определяться только неподстраиваемым напряжением смещения ФМ и неустраняемыми нелинейностями транзисторов.

Операционные усилители A1 — A3, применяемые в микросхеме AD637, показаны на рис. 10. Они похожи на LM124 [10]. Отличие заключается в выходном каскаде Q10, Q11 без эмиттерных повторителей и транзисторе

Q12, уменьшающем потребление тока ОУ при высоком потенциале в узле Vb1. Токое смещение дифференциального каскада Q1, Q2 осуществляется от источника тока, соединенного с узлом 1. Сам источник тока расположен в блоке смещения ИС (рис. 11). На рисунках приведены потенциалы в основных узлах и токи через цепи, которые получены при схемотехническом моделировании для типового технологического процесса изготовления ИС с напряжением питания ± 15 В, коэффициенты площади транзисторов AREA приведены только в том случае, если они отличаются от единицы. Для стабилизации источников тока в широком диапазоне напряжения питания в блоке смещения использованы «токовые зеркала» на комплементарных транзисторах Q26, Q27 и Q28 — Q31, причем вход первого соединен с выходом второго и наоборот. Такое включение позволяет получить независимую от напряжения питания малую величину тока ≈ 50 мкА без больших резисторов [11]. Для запуска блока смещения при включении напряжения питания применена цепь $R_{29} R_{30} C_{START}$. Удачным схемотехническим решением является включение резистора R_5 (рис. 10), который позволяет компенсировать напряжение смещения операционного усилителя, возникающее из-за схемотехнической несимметрии.

Буферный усилитель AD637 (рис. 12) представляет собой дифференциальный каскад на p-n-p-транзисторах Q2, Q10, «токовом зеркале» Q1, Q9 и активной нагрузке на источниках тока I1, I4. Выходной каскад этого усилителя образован эмиттерным повторителем Q11, Q12, I5, работающим в классе А. Для уменьшения входного тока смещения по каждому из входов применены цепи компенсации входного тока Q3-Q5/Q6-Q8. Транзистор Q5 (p-n-p) задает базовый ток $I_{B5} = I_2/\beta$, который «токовым зеркалом» Q4, Q3 инвертируется по направлению и с коэффициентом передачи «токового зеркала» К1 поступает в базу входного транзистора Q2. Ток смещения по входу 1 I_{BIAS1} при этом составит:

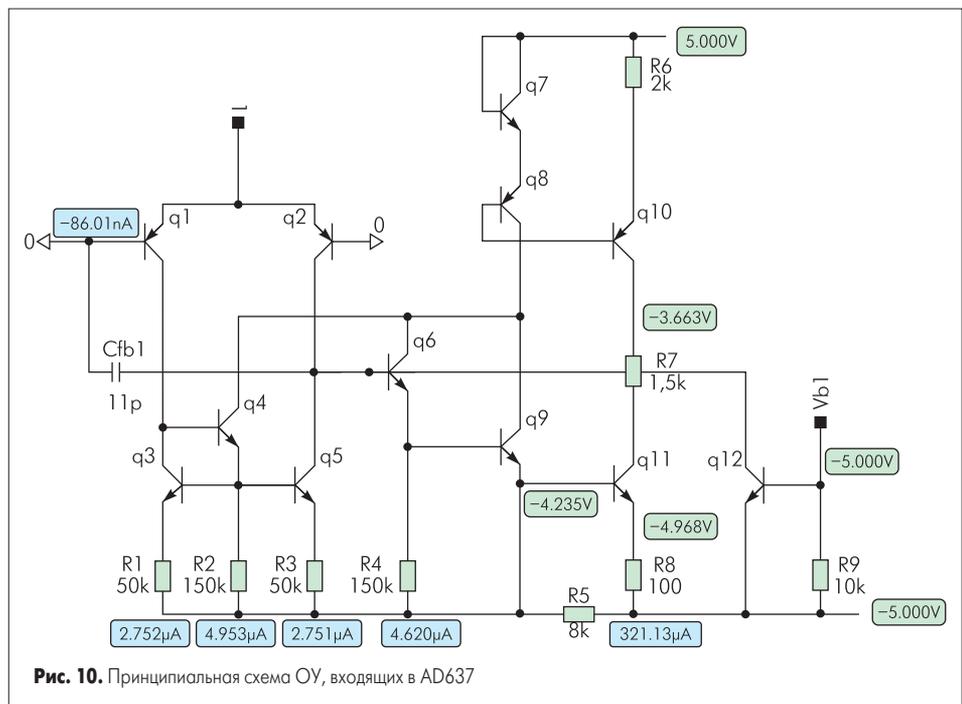
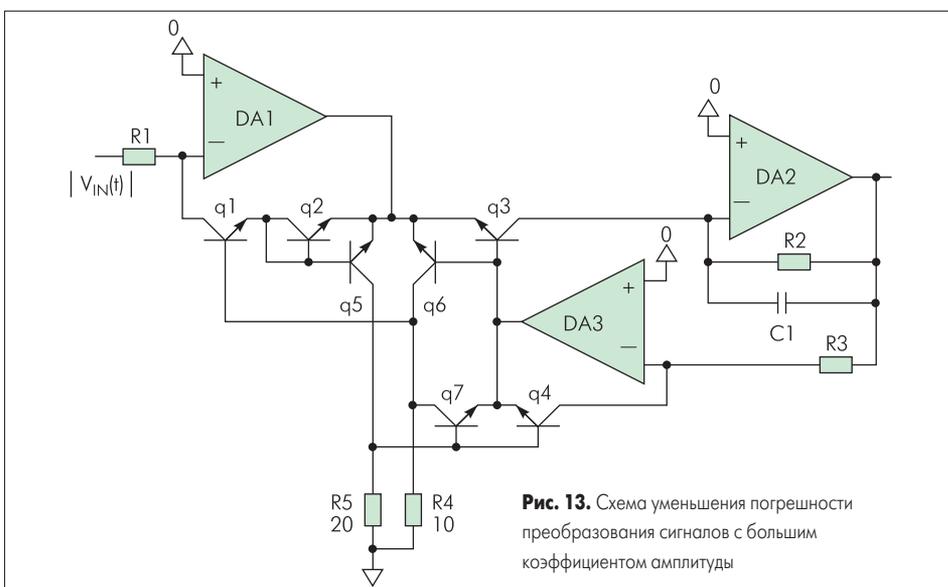
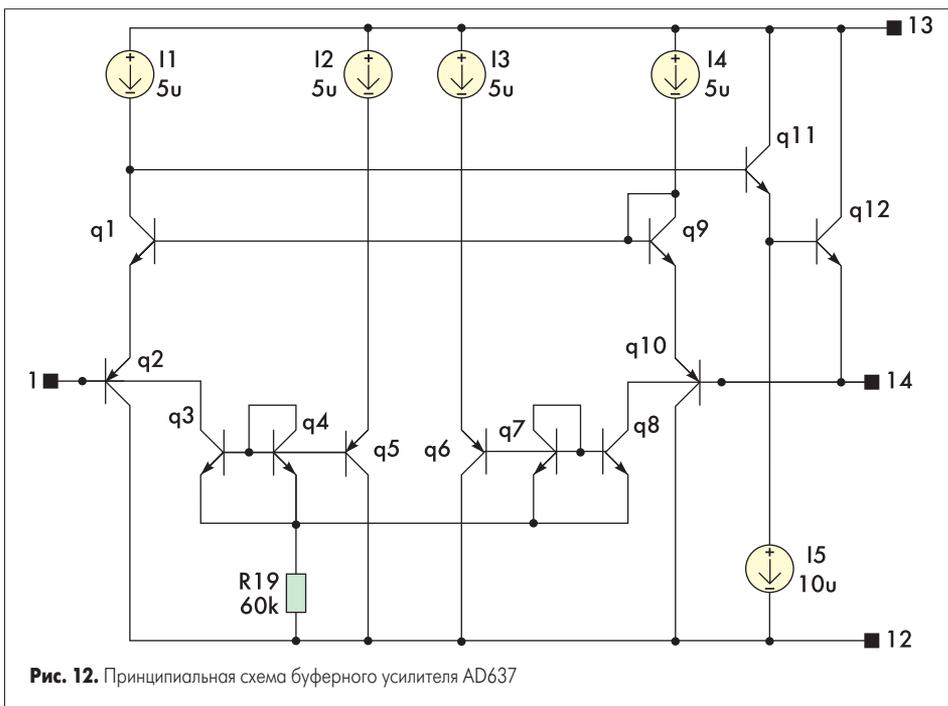
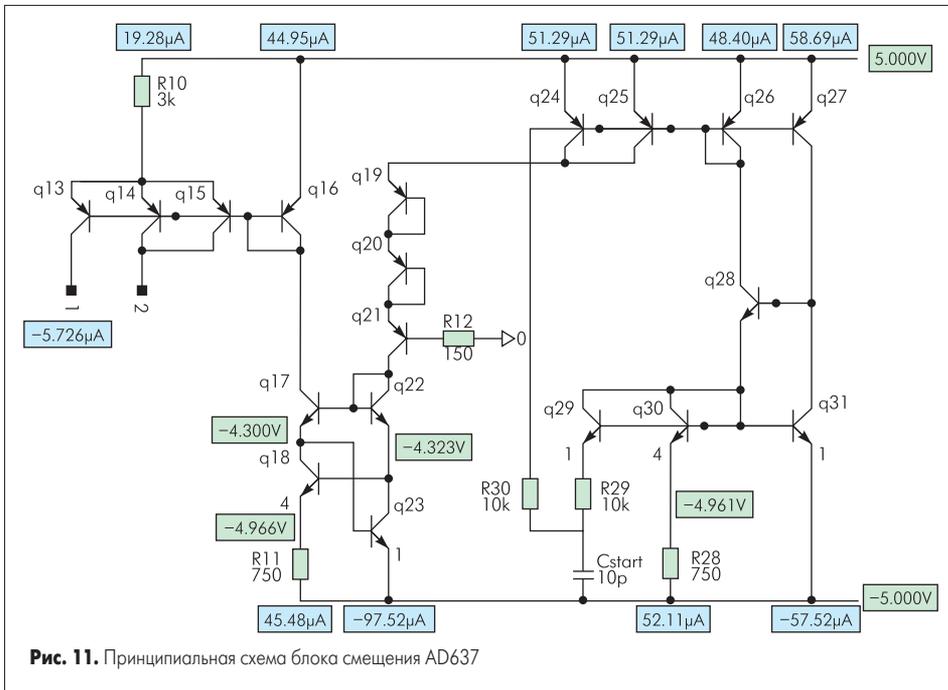


Рис. 10. Принципиальная схема ОУ, входящих в AD637



$$I_{BLAS1} = I_{B2} - I_{C3} \approx \frac{I_1}{1 + \beta} - K_I \frac{I_2}{1 + \beta} \quad (27)$$

Если источники тока I1–I4 одинаковые и $K_I \approx 1$, что достигается при интегральном исполнении и $\beta \gg 1$ n-p-n транзисторов, то $I_{BLAS} \approx 0$.

Как видно из (25) и (26), погрешность усреднения проявляется в основном при преобразовании низкочастотного сигнала. Погрешность преобразования на высокой частоте определяется другими факторами: амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) формирователя модуля и логарифматора DA1, Q1, Q2 (рис. 8). Для минимизации погрешности преобразования формирователь модуля и логарифматор должны иметь частоту среза в области высоких частот f_{-3dBH} значительно больше, чем верхняя частота, на которой допустима дополнительная 1-процентная погрешность $f_{-1\%H}$:

$$f_{-3dBH} \geq \frac{10}{\sqrt{2}} f_{-1\%H} \quad (28)$$

Кроме того, ФМ для передачи сигнала большой амплитуды должен обладать высокой скоростью нарастания выходного напряжения ρ . При преобразовании сигнала с большим коэффициентом амплитуды необходимо учитывать, что амплитудное значение сигнала может перегружать ФМ и вызывать искажения, увеличивающие погрешность, поэтому с увеличением уровня входного сигнала предельный коэффициент амплитуды уменьшается [2].

Требуемые частотные свойства ОУ можно достичь правильным выбором коллекторных токов транзисторов Q1, Q2, Q6 и емкости конденсатора C_{FBI} (рис. 10), поэтому ФМ не является критичным узлом и АЧХ ПСКЗ определяет логарифматор DA1, Q1, Q2 (рис. 8).

Если входной ток логарифматора (коллекторный ток Q1) имеет постоянную составляющую I_{DC} и переменную составляющую i_{AC} небольшой величины, не влияющей на рабочую точку Q1, то частота среза в области высоких частот логарифматора составит

$$f_{-3dBH} = \frac{I_{DC}}{2\pi\phi_T \left(C_{JBE} + \tau_F \frac{I_{DC}}{\phi_T} \right)} \quad (29)$$

где C_{JBE} — барьерная емкость эмиттерного перехода в рабочем режиме, τ_F — время пролета через базу при нормальном включении.

Из (29) вытекает, что при малых входных токах логарифматора

$$f_{-3dBH} = \frac{I_{DC}}{2\pi\phi_T C_{JBE}} \text{ при } I_{DC} \ll \frac{\phi_T C_{JBE}}{\tau_F} \quad (30)$$

Логарифматор в ПСКЗ чаще всего работает при малом входном токе, поэтому полоса пропускания и частота дополнительной 1-процентной погрешности экспоненциально-логарифмического ПСКЗ будут пропорциональны уровню входного сигнала.

К сожалению, частота $f_{-1\%H}$ ПСКЗ еще меньше, чем определяемая выражением (28), так как на погрешность при малых уровнях входного сигнала влияет падение β при малых кол-

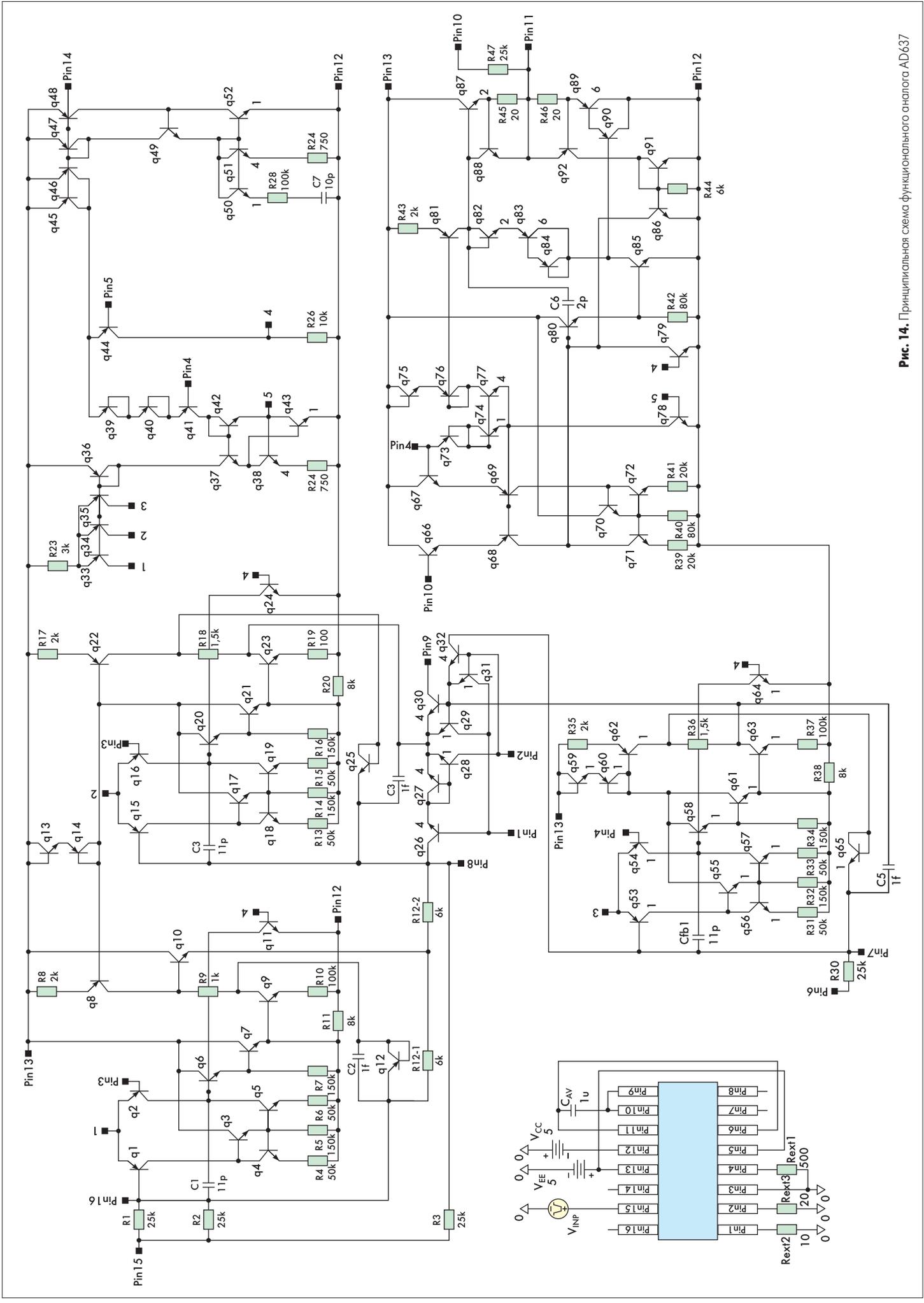


Рис. 14. Принципиальная схема функционального аналога AD637

литорных токах. Например, для AD637 коллекторный ток логарифмирующего транзистора составляет $\approx 0,9$ мкА при минимальном входном сигнале $V_{IN} = 20$ мВ и ≈ 80 мкА при максимальном сигнале $V_{IN} = 2$ В.

Другим недостатком экспоненциально-логарифмических ПСКЗ является то, что при больших коэффициентах амплитуды через транзисторы Q1 — Q3 протекают большие импульсные токи, и из-за падения напряжения на объемных сопротивлениях этих транзисторов возрастает погрешность преобразования сигнала сложной формы.

На рис. 13 показана схема уменьшения погрешности преобразования сигналов с большим коэффициентом амплитуды, в которой параллельно эмиттерным переходам транзисторов Q2 — Q4 включены эмиттерные переходы транзисторов меньшей площади Q5 — Q7, коллекторы которых через небольшие резисторы R_4 и R_5 заземлены [12].

Тщательный анализ этой схемы выявил, что:

- Наибольший вклад в аддитивную погрешность ПСКЗ вносит разброс транзисторов Q1 — Q4 по прямому падению напряжения на эмиттерном переходе ΔV_{BE} , высокая идентичность β ($\Delta\beta/\beta > 0,98$) необходима только при малом его значении ($\beta < 50$).
- мультипликативная погрешность, возникающая из-за падения напряжения на объемных сопротивлениях транзисторов и пропорциональная коллекторному току Q1 — Q4, компенсируется при выборе резисторов R_4 и R_5 в соответствии с условием:

$$R_5 = 2R_4 = 2Q \frac{R_E + R_B(1-\alpha)}{\alpha} \quad (31)$$

где R_B, R_E — объемное сопротивление базовой и эмиттерной области соответственно,

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} —$$

статический коэффициент передачи тока в схеме с общей базой, Q — отношение площади эмиттера топологически одинаковых транзисторов Q1 — Q4 к площади эмиттера топологически одинаковых транзисторов Q5 — Q7.

Выполненный анализ ПСКЗ был применен при разработке модифицированного варианта микросхемы — функционального аналога AD637 (рис. 14). На рис. 14 цифрами обозначены узлы, соединенные между собой внутри микросхемы, а узлы, соединенные с выводами ИС, обозначены PIN_N.

Основные положения, реализованные при разработке:

- Уменьшение аддитивной погрешности путем конструктивно-топологической оптимизации транзисторов квадратора-делителя, направленной на уменьшения разброса прямого падения напряжения на эмиттерном переходе ΔV_{BE} [13–14].

- Уменьшение мультипликативной погрешности за счет выбора номиналов резисторов R_{EXT2} и R_{EXT3} в соответствии с (31).
- Выбор рабочего режима и внутренних корректирующих конденсаторов для обеспечения требуемой полосы пропускания.

В заключение отметим, что частотные характеристики рассмотренных микросхем не могут конкурировать с ПСКЗ на основе аналоговых умножителей или термоэлектрических преобразователей, поэтому экспоненциально-логарифмические ПСКЗ можно рассматривать как относительно дешевые и высокоточные приборы для сигналов с частотой до 1 МГц.

Литература

1. Волгин Л. И. Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное. М.: Советское радио. 1977.
2. Грязнов М. И., Гуревич М. Л., Рябинин Ю. А. Измерение параметров импульсов. М.: Радио и связь. 1991.
3. Мейзда Ф. Электронные измерительные приборы и методы измерений: Пер. с англ. М.: Мир. 1990.
4. Раух В.-Э. Основы точного измерения сигналов переменного тока // Электроника. № 6. 1976.
5. Кацман Ф. Л. О правильном выборе и использовании вольтметра для измерения действующих значений // Электроника. № 6. 1976.
6. Попов В. С., Желбаков И. Н. Измерение среднеквадратического значения напряжения. М.: Энергоатомиздат. 1987.
7. Зайцев Ю. В., Громов В. С., Григораш Т. С. Полупроводниковые термоэлектрические преобразователи. М.: Радио и связь. 1985.
8. Гуревич М. Л. Разработка методов построения и создание точной аппаратуры контроля уровня напряжений широкополосных сигналов. Диссертация в виде научного доклада на соискание ученой степени доктора технических наук. Нижний Новгород. 2003.
9. www.analog.com
10. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы: Пер. с англ. М.: Мир. 1988.
11. Дворников О. В. Схемотехника биполярных источников тока / НЦФЧВЭ. Деп. в БелИСА 08.05.01. № Д200137. Минск: 2001.
12. Дворников О. В., Муравьев Б. Д. Преобразователь среднеквадратического значения переменного напряжения в постоянное. А.с. 1709229 (СССР). Заявл. 23.01.90. Опубл. 30.01.92.
13. Дворников О. В., Любый Е. М. Полупроводниковый прибор. А.с. 1431621 (СССР). Заявл. 18.06.86.
14. Дворников О. В., Шепурев С. Ю., Судник П. И., Подковщиков Н. Н. Интегральная микросхема. А.с.1561755 (СССР). Заявл. 25.01.88.