

КРИТЕРИИ ЭФФЕКТИВНОСТИ МИКРОМОЩНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Ю. Б. ИВАНОВ, А. В. КАЗАЧКИН, О. О. БАСОВ

*Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации, 302034, г. Орёл, Россия
E-mail: zhmur@yahoo.com*

Применение микромощных электронных устройств при построении электронной аппаратуры является перспективным направлением повышения надежности ее функционирования. Уменьшение энергопотребления и сохранение требуемых технических параметров электронных устройств — взаимоисключающие требования, потому необходима оценка их эффективности на основе определенных критериев. Для оценки эффективности микромощных операционных усилителей, компараторов, источников опорных напряжений и аналого-цифровых преобразователей рассмотрены их основные свойства и параметры. Проведен сравнительный анализ основных параметров зарубежных и отечественных микросхем. Представлены критерии эффективности, учитывающие минимальное энергопотребление микромощных электронных устройств без ухудшения их основных характеристик, а также минимизацию структурной сложности и упрощение схем построения. Предложены рекомендации по выбору элементов для построения микромощных электронных устройств, применение которых обеспечивает повышение надежности, экономичности и автономности работы электронной аппаратуры при одновременном снижении удельной материалоемкости и энергопотребления.

Ключевые слова: операционные усилители, микромощные компараторы, источники опорных напряжений, аналого-цифровые преобразователи, удельное энергопотребление, удельный ток, удельное значение энергии

Несмотря на различные схемы построения и алгоритмы работы электронной аппаратуры, основным требованием к ней является обеспечение высокой надежности долговременной работы. Одним из перспективных способов повышения надежности электронной аппаратуры является использование микромощных функциональных элементов и электронных блоков.

В общем случае к микромощным электронным устройствам относятся микросхемы с мощностью потребления не более 1 мВт. Например, при двухполярном напряжении питания $U_{\text{пит}} = \pm 5$ В ток потребления микросхемы не должен превышать $I_{\text{пит}} \leq 100$ мкА. К микромощным относятся электронные устройства с ультранизким током потребления $I_{\text{пит}} \leq 10$ мкА, а также программируемые микросхемы, ток потребления которых устанавливается с помощью различных внешних команд и сигналов [1].

Эффективность микромощных электронных устройств предполагает увеличение их функциональных возможностей без повышения энергопотребления и ухудшения основных свойств.

Необходимость и возможность применения микромощных электронных устройств для повышения надежности аппаратуры обусловлена:

- значительным упрощением электрических схем и сокращением числа элементов за счет отказа от мощных блоков питания и электронных стабилизаторов напряжения, устройств подавления помех и уменьшения числа гальванических развязок по цепям питания;
- уменьшением коэффициентов электрической и тепловой нагрузки электронных компонентов и микросхем;

— снижением токов питания, позволяющим заменить электролитические конденсаторы большой емкости более надежными керамическими, что в десятки раз повышает надежность электронной аппаратуры;

— уменьшением габаритных размеров и массы аппаратуры за счет повышения плотности монтажа электронных компонентов;

— увеличением времени непрерывной работы устройств без замены гальванических элементов автономного питания;

— минимизацией тока потребления функциональных электронных узлов, что позволяет отказаться от применения отдельных блоков питания в приемопередающей аппаратуре и использовать информационный сигнал в качестве источника питающего напряжения, обеспечивая совмещение цепей связи и питания.

Однако известно, что уменьшение напряжения и тока питания электронных устройств приводит к ухудшению их основных характеристик. Для разрешения этого противоречия необходима комплексная оценка взаимосвязи параметров „чувствительность—быстродействие—мощность потребления“ конкретных микромощных электронных устройств на основе разработанных для них критериев эффективности.

Основные свойства и параметры микромощных операционных усилителей. В настоящее время различными фирмами выпускаются сотни видов микромощных операционных усилителей (МОУ) с высокими метрологическими характеристиками по точности, напряжению начального смещения и его температурному дрейфу, а также с высокими динамическими характеристиками по быстродействию, частоте единичного усиления и скорости нарастания выходного напряжения. При этом одним из основных параметров МОУ является ток потребления от источников питания.

При разработке микромощных устройств на базе микроконтроллеров целесообразно использовать МОУ с однополярным напряжением питания для упрощения согласования уровней сигналов с цифровой частью. Такие МОУ обеспечивают высокий коэффициент усиления при низком напряжении питания $U_{\text{пит}} = 2\text{—}5$ В независимо от тока потребления.

Уменьшение тока потребления МОУ при сохранении питающего напряжения приводит к повышению спектральной плотности $S_{\text{ш}}$, или напряжения шума $U_{\text{ш}}$, а также к уменьшению частоты единичного усиления f_1 и максимальной скорости нарастания выходного напряжения V_{max} усилителя.

Напряжение теплового шума МОУ на биполярных транзисторах обратно пропорционально коллекторному току $I_{\text{к}}$ транзисторов входного каскада [2]:

$$U_{\text{ш}} \approx \varphi_{\text{T}} \sqrt{2q\Delta f / I_{\text{к}}},$$

где $\varphi_{\text{T}} \approx 25$ мВ — температурный потенциал; $q \approx 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона; $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$ — полоса рабочих частот усилителя.

При уменьшении в n раз тока потребления, V_{max} усилителя напряжение шума $U_{\text{ш}}$ возрастает в \sqrt{n} раз [2].

Значения $f_1 = K_f I_{\text{пит}}$ (при величине коэффициента $K_f = 3\text{—}10$ кГц/мкА) и скорость нарастания выходного напряжения $V_{\text{max}} = K_V I_{\text{пит}}$ (при значении коэффициента пропорциональности $K_V = 1\text{—}5$ В/мс·мкА) снижаются прямо пропорционально уменьшению тока потребления $I_{\text{пит}}$ усилителя.

Для оценки эффективности микромощных усилителей целесообразно использовать отношение тока потребления к частоте единичного усиления или к скорости нарастания выходного напряжения:

$$A_f = I_{\text{пит}} / f_1; \quad A_V = I_{\text{пит}} / V_{\text{max}}.$$

При этом МОУ высокого качества характеризуются наименьшими значениями этих динамических параметров, т.е. имеют минимальное удельное энергопотребление.

Для сравнения зарубежных и отечественных микросхем в табл. 1 приведены значения тока потребления и динамических параметров МОУ при напряжении $U_{пит} = 5$ В [1—7].

Таблица 1

Тип МОУ	$I_{пит}$, мкА	f_1 , кГц	V_{max} , В/мс	$S_{ш}$, нВ/ $\sqrt{\Gammaц}$	$I_{пит}/f_1$, мкА/кГц	$I_{пит}/V_{max}$, нА·с/В
K140УД12	150/15	100	200	60	0,150	0,10
K1407УД2	100/4	3000	500	15	0,033	0,20
ОРА4244	50	430	100	22	0,116	0,50
K1463УД1	50	150	50	25	0,333	1,00
LT1070	48	230	80	27	0,112	0,60
LT1636	42	200	70	52	0,210	0,60
MAX9917	40	1000	500	—	0,040	0,08
AD8541	40	400	500	40	0,100	0,08
MAX9634	36	1500	900	36	0,024	0,04
ISL28133	20	400	200	65	0,050	0,10
MAX9915	20	1000	500	160	0,020	0,04
MAX480С	14	20	12	—	0,700	1,17
MAX4289	14	17	6	—	0,824	2,33
AD4051	13	125	60	95	0,104	0,22
K1446УД2	13	50	40	—	0,260	0,32
LPV321	12	152	100	—	0,079	0,12
LM4250	8	70	60	—	0,114	0,13
ОР481	4	95	25	75	0,042	0,16
MAX9911	4	200	100	—	0,020	0,04
LT1672	1,5	12	5	185	0,125	0,30
MAX409	1,2	150	75	150	0,006	0,02
MAX406	1,2	8	5	150	0,150	0,24
TS941	1,2	10	4,5	—	0,120	0,27
ISL28195	1,0	10	4,2	150	0,100	0,24
AD8500	1,0	7,0	4	190	0,143	0,25
TVL2401	0,95	5,5	2	—	0,173	0,47
LPV511	0,9	27	7,7	320	0,033	0,11
MAX4464	0,75	40	20	150	0,015	0,03
MAX4470	0,75	9	2	120	0,033	0,38
MCP6441	0,65	9	3	190	0,072	0,22
MCP6141	0,6	100	24	170	0,006	0,02
LPV521	0,4	6,2	2,4	265	0,064	0,17
ISL28194	0,33	3,5	1,2	265	0,094	0,27

Основными отличиями зарубежных МОУ от аналогичных микросхем отечественного производства являются [5]:

— большой размах выходного напряжения (*Rail-to-Rail*), которое ограничивается только напряжением питания усилителя;

— уменьшенный в десятки раз ток потребления при относительно высокой частоте единичного усиления (например, MAX4464, MCP6441 по сравнению с МОУ типов K1463УД1, K1446УД2);

— наилучшие динамические параметры при минимальном токе потребления, обеспечивающие минимальные значения показателей качества усилителей (MAX409, MCP6141);

— спектральная плотность шума МОУ изменяется в диапазоне $S_{ш} = 22—320$ нВ/ $\sqrt{\Gammaц}$ при уменьшении тока потребления от десятков до единиц микроампер (в технических характеристиках усилителей, как правило, спектральную плотность шума указывают для частоты 1 кГц, а шум вида $1/f$ не учитывают).

Максимальные значения выходного напряжения МОУ определяются напряжением насыщения выходных транзисторов. В каскадах на биполярных транзисторах при пренебрежимо малом значении тока нагрузки напряжение насыщения ≈ 35 мВ, а для КМОП транзисторов —

$\approx 5\text{--}10$ мВ. При повышении тока нагрузки до 100 мкА напряжение насыщения этих транзисторов возрастает до 100—200 мВ, а при работе в режиме усиления падение напряжения на транзисторах составляет не менее 300 мВ.

В микроощных программируемых ОУ (К140УД12, LM4250) ток потребления регулируется внешним резистором [5]. Такая регулировка позволяет выбрать оптимальные параметры ОУ для его применения в составе конкретного датчика с учетом тока питания, напряжения шума и динамических характеристик.

Ток питания $I_{\text{пит}}$ программируемых ОУ типа К140УД12, К1407УД2 в микроамперном диапазоне линейно зависит от тока управления $I_{\text{упр}}$ [8]:

$$I_{\text{пит}} = K_M I_{\text{упр}},$$

где $K_M \approx 10\text{--}20$ — коэффициент модуляции тока питания МОУ управляющим током $I_{\text{упр}}$, для получения которого к дополнительному входу МОУ подключают резистор $R_{\text{упр}}$ [8]:

$$R_{\text{упр}} = (U_{\text{пит}} - U_{\text{бэ}}) / I_{\text{упр}},$$

где $U_{\text{бэ}} \approx 0,5$ В — напряжение „база—эмиттер“ транзистора, применяемого в микросхеме МОУ для управления режимом его работы.

Уменьшение тока питания $I_{\text{пит}}$ до единиц микроампер позволяет понизить входной ток усилителя до $I_{\text{вх}} \approx 1\text{--}2$ нА при одновременном повышении входного сопротивления до $R_{\text{вх}} \geq 50$ МОм.

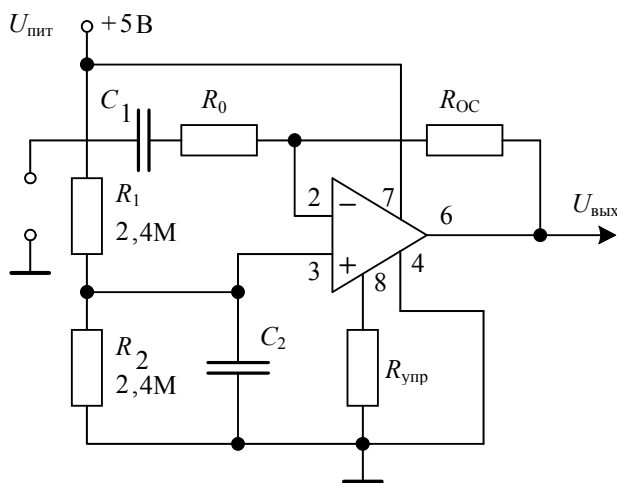
При подключении двухполярных МОУ к одному источнику питающего напряжения следует устанавливать делитель напряжения на неинвертирующем входе МОУ. Схема подключения программируемого МОУ к однополярному источнику напряжения питания приведена на рис. 1, а.

В этой схеме резистор $R_{\text{упр}}$ служит для задания управляющего тока $I_{\text{упр}}$, а постоянное напряжение на выходе МОУ $U_{\text{вых}} \approx 0,5 U_{\text{пит}}$ задается резисторами $R_1 = R_2$. Коэффициент усиления входного напряжения $U_{\text{вх}}$ практически не зависит от тока питания усилителя и определяется выражением

$$K_U = -R_{\text{OC}} / R_0.$$

В программируемых МОУ для реализации „спящего“ режима работы целесообразно использовать ключевой МОП транзистор в цепи управления током питания (рис. 1, б). Кроме того, современные микросхемы МОУ (например, MAX9917) имеют дополнительный вход для модуляции тока питания, который при подаче управляющего сигнала уменьшается от номинального уровня до значения менее 1 мкА [9].

а)



б)

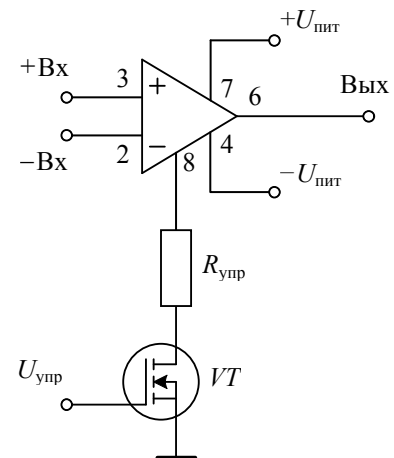


Рис. 1

Основные свойства и параметры микроощных компараторов. Микроощные компараторы, в отличие от МОУ, формируют на выходе однополярные перепады напряжения,

уровни которого соответствуют значениям „Лог. 0“ и „Лог. 1“ цифровых или логических микросхем [1].

Микрометрические компараторы выбираются по допустимому времени задержки срабатывания t_3 , которое обеспечивается при минимальном токе питания $I_{пит}$. По сравнению с МОУ компараторы имеют более высокое быстродействие при одинаковом энергопотреблении, они не содержат внутренней емкости частотной коррекции, применяемой в микросхемах МОУ для повышения устойчивости работы с различными цепями обратной связи.

Микрометрические компараторы выпускаются как с фиксированным, так и программируемым током потребления $I_{пит}$, который можно повышать для уменьшения задержки срабатывания. В современных компараторах часто используется внутренний источник опорного напряжения U_0 , применяемый в качестве образцовой величины для сравнения с амплитудой входного сигнала [10].

Для оценки микрометрических компараторов целесообразно использовать интегральный показатель, вычисляемый произведением тока питания на время задержки срабатывания:

$$A_k = I_{пит} t_3 \text{ [мкА} \cdot \text{мкс]}.$$

С учетом обратной зависимости задержки срабатывания от тока питания минимальное значение этого показателя характеризует высокое качество микрометрического компаратора.

Для оценки свойств микрометрических компараторов в табл. 2 приведены значения напряжения и тока питания разных микросхем с указанием типа выхода [6, 7]. Благодаря минимальным значениям интегральной оценки наилучшее качество имеют нанометрические компараторы типов MCP6541 и TS881, работающие при токах питания менее 1 мкА с изменением задержки срабатывания от 4 до 14 мкс в зависимости от уровня сигнала.

Таблица 2

Тип компаратора	$U_{пит}$, В	$I_{пит}$, мкА	t_3 , мкс	U_0 , В	A_k , мкА·мкс	Тип выхода
LT1040	2,8—16	/0		—		КМОП
TS3702C	2,7—10	25,0	1,1/1,6	—	40	ОК/ТТЛ
TS861ID-64	2,7—10	14,0	0,6/1,5	—	21	КМОП
TS3V393	2,7—16	9,0	1,5/2,5	—	22,5	ОК
LTC1444	2,0—11	8,5	4/12	1,22	102	КМОП
TS862	2,7—10	6,0	0,6/1,5	—	9,0	ОК
LP365	4,0—36	50/5	4/40	—	200	ОК
LTC1541	2,5—12	5,0	12/25	1,20	125	КМОП
LTC1442	2,0—11	3,5	5/14	1,82	49	КМОП
LTC1998	1,0—5,5	2,5	150/350	1,20	825	КМОП
LTC1440	2,0—11	2,1	5/14	1,18	29,4	КМОП
MAX44269	1,8—5,5	0,85	12	—	10,2	ОК
MAX9644-6	1,0—5,5	0,6	15	0,20	9,0	ОК
MCP6541	1,6—5,5	0,6	4/8	—	4,8	КМОП
LTC1540	2,0—11	0,3	60	1,18	18	КМОП
TS881	1,1—5,0	0,21	5/14	—	3,0	ОК

Однако при выборе микросхем компараторов для различных электронных устройств кроме тока потребления и задержки срабатывания нужно учитывать дополнительные функциональные возможности таких микросхем. В частности, компаратор LTC1540, работающий при $I_{пит} = 2,1$ мкА, содержит внутренний источник опорного напряжения $U_0 = 1,18$ В, который можно использовать для сравнения с амплитудами входного сигнала (рис. 2, а). В микросхему LTC1541 при общем токе потребления 5 мкА кроме компаратора входят операционный усилитель и источник опорного напряжения $U_0 = 2$ В, что позволяет значительно упрощать схемы микрометрических электронных устройств при ее использовании (рис. 2, б).

Наличие внутреннего источника опорного напряжения на микрометрическом стабилизаторе позволяет, в частности, применять такие компараторы для контроля уровня питающего напряжения, а также для формирования зоны гистерезиса при допусковом контроле амплитуды

входного сигнала. Кроме того, встроенный источник опорного напряжения компаратора можно использовать в качестве меры при аналого-цифровом преобразовании сигналов в датчиках, а также при использовании МОУ в качестве компараторов [9].

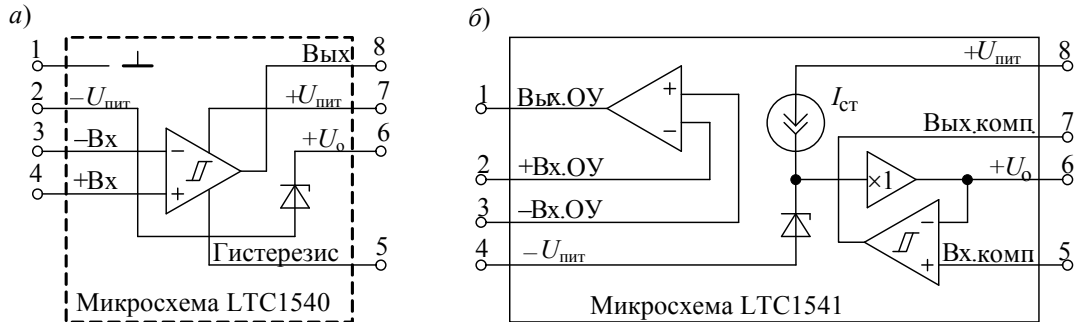


Рис. 2

Основные параметры микромощных источников опорных напряжений (ИОН).

При выборе ИОН для микромощных электронных устройств кроме требований к высокой стабильности, минимальному шуму и низкому температурному дрейфу опорного напряжения следует учитывать ток питания. В связи с этим невозможно применение в микромощных ИОН обычных стабилитронов, которые имеют большой разброс ($\pm 10\%$) напряжения стабилизации и большое динамическое сопротивление при малом токе стабилизации $I_{ст} \geq 3$ мА [10].

По способам включения ИОН делятся на параллельные и последовательные устройства, которые имеют два или три вывода (рис. 3).

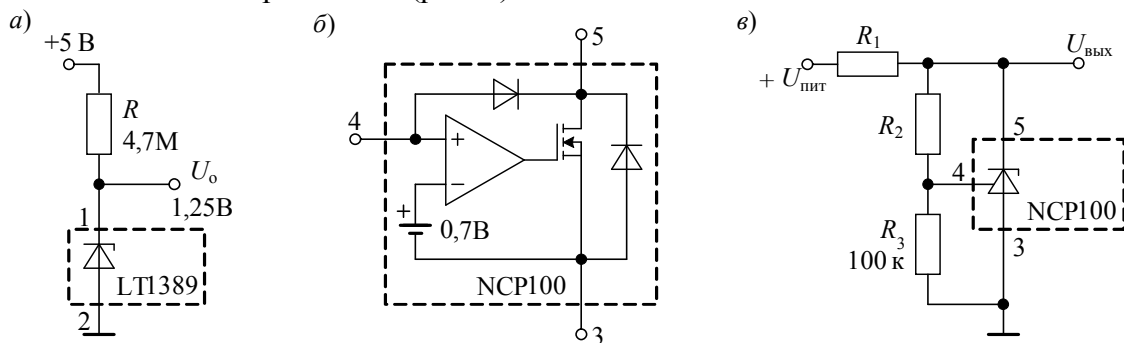


Рис. 3

Схема включения двухвыводного параллельного ИОН аналогична схеме, в которой применен стабилитрон, она отличается только малым током стабилизации $I_{ст} \geq 50$ мкА для микросхемы AD1580 и $I_{ст} \geq 0,8$ мкА — для микромощного ИОН типа LT1389.

Трехвыводной параллельный ИОН (например, типа NCP100) позволяет с помощью двух внешних резисторов получать выходное напряжение стабилизации в диапазоне от опорного до предельно допустимого рабочего напряжения микросхемы. Кроме того, третий вывод можно использовать для подстройки выходного напряжения в пределах от долей процента до единиц процентов в прецизионной аппаратуре и высокоточных датчиках [10].

В схеме двухвыводного ИОН (рис. 3, а) ток стабилизации ограничивается резистором $R = 4,7$ МОм на уровне $I_{ст} \approx 0,8$ мкА, причем минимальное значение входного напряжения должно быть не меньше опорного напряжения ($U_{вх} \geq 1,5$ В).

В составе микросхемы трехвыводного ИОН (рис. 3, б) для уменьшения выходного сопротивления до уровня $R_{вых} \approx 0,2$ Ом применяются операционный усилитель и МОП транзистор.

Подключение резисторов R_2 , R_3 к трехвыводному ИОН позволяет получить выходное напряжение $U_{вых} = U_0(R_2 + R_3)/R_2 > U_0$, максимальное значение которого ограничивается только допустимым напряжением пробоя микросхемы ИОН (рис. 3, в).

При выборе микромощных ИОН кроме напряжения и тока питания необходимо учитывать относительное отклонение опорного напряжения от номинального значения $\Delta U_o/U_o$ и его температурный коэффициент (ТКН), или температурный дрейф [11], измеряемый в $\left[\frac{\%}{^\circ\text{C}}\right]$,

или в $\left[\frac{10^{-6}}{^\circ\text{C}}\right]$.

При работе в узком температурном диапазоне предельная точность ИОН ограничивается напряжением теплового шума, которое выражается в абсолютных значениях [мкВ] либо в виде отношения к опорному напряжению $U_{\text{ш}}/U_o$.

Учитывая большое разнообразие технических параметров ИОН по выходному напряжению, температурному дрейфу и шуму, а также их зависимость от тока потребления микросхем, для сравнительной оценки качества микромощных ИОН целесообразно использовать обобщенный критерий в виде произведения относительной нестабильности опорного напряжения на ток потребления:

$$A_{\text{ИОН}} = I_{\text{пит}} \cdot 100\Delta U_o/U_o \text{ [мкА}\cdot\%].$$

Применение такого интегрального критерия позволяет оценить взаимосвязь нестабильности опорного напряжения с током питания, а его наименьшее значение характеризует относительно высокое качество ИОН вне зависимости от его энергопотребления.

В табл. 3 для сравнения приведены основные технические параметры современных микромощных ИОН разного типа [11].

Таблица 3

Тип ИОН	$U_{\text{пит}}$, В	$I_{\text{пит}}$, мкА	U_o , В	$\Delta U_o/U_o$, %	ТКН, $\frac{\%}{^\circ\text{C}}$	$U_{\text{ш}}/U_o$, мкВ/В	$A_{\text{ИОН}}$, мкА·%
LM1634	3,0—5,5	100/0	1,8/4,1	0,050	0,020	4,0	5,0/0
NCP100	1,5—6,5	80	1—6	0,020	0,010	2,5	1,60
AD1580	3,0—5,0	50	1,225	0,080	0,0050	16,3	8,15
LM4130	2,7—5,5	50	2,500	0,010	0,0020	4,0	2,00
ICL8069	2,7—5,5	50	1,200	0,020	0,0010	4,1	2,05
LT1461	4,5—20	35	4,096	0,060	0,0070	2,0	0,70
ADR290	2,7—15	12	2,048	0,003	0,0008	3,0	0,36
ADR290	2,7—15	12	2,500	0,003	0,0015	2,4	0,29
ADR292	2,7—15	12	4,096	0,003	0,0025	1,5	0,18
ADR293	2,7—15	12	5,000	0,005	0,0020	1,2	0,14
MAX872	2,7—5,5	10	2,500	0,002	0,0040	24	2,40
LT1634	2,5—12	10	1,2/2,5	0,050	0,0010	10	1,00
LTC1798	2,7—12	6,5	2,5/3,0	0,040	0,0040	3,2	0,21
REF1112	1,5—7,5	1,2	1,25	0,020	0,015	12	0,14
LT1389	2,0—15	0,8	1,2/2,5	0,050	0,0010	10	0,08

Согласно интегральному критерию, наиболее высокую стабильность параметров при малом токе стабилизации имеют микросхемы типов ADR293, REF1112 и LT1389, причем последнюю из них можно применять для получения двух значений опорного напряжения при общем токе питания 0,8 мкА.

Для получения разных опорных напряжений от двухвыводного ИОН применяют дополнительный МОУ с цепями обратной связи, которые также стабилизируют ток питания ИОН.

Например, в схеме на ИОН типа LT1389 с усилителем AD8500 (рис. 4, а) независимо от напряжения питания резистором R_1 стабилизируется ток, протекающий через элемент VD , на уровне $I_{\text{ст}} = (U_{\text{вых}} - U_o)/R_1 \approx 0,8$ мА. Потенциометром R_3 устанавливается выходное напряжение в диапазоне от 1,5 до 4,0 В при общем токе потребления схемы не выше 3 мкА.

Стабилизатор тока $I_{CT} \leq 10$ мкА на полевом транзисторе с резистором R_1 в цепи истока позволяет реализовать микромощный ИОН на светодиоде и формировать опорное напряжение $U_o \approx 1,2$ В с выходным сопротивлением $R_{вых} \leq 1$ кОм (рис. 4, б) [12].

Стабилизатор тока на полевом транзисторе используется и для получения регулируемого опорного напряжения с низким температурным дрейфом (рис. 4, в). В этой схеме отрицательным ТКН напряжения „база—эмиттер“ биполярного транзистора $VT2$ компенсируется положительный ТКН полевого транзистора $VT1$, поэтому температурный дрейф опорного напряжения составляет $\pm 0,02 \frac{\%}{^\circ\text{C}}$ при токе питания $I_{пит} \geq 3$ мкА и напряжении $U_o \approx 1,5—2,5$ В [13].

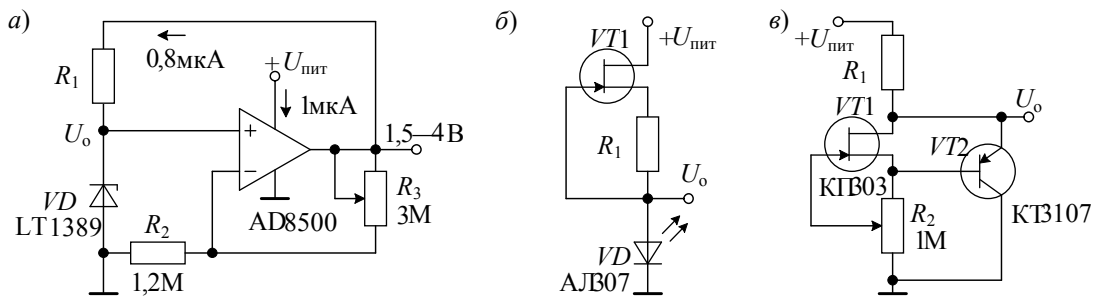


Рис. 4

Микросхемы ИОН последовательного типа включаются аналогично схемам стабилизаторов напряжения. Применение таких ИОН существенно экономичней параллельных схем при большой разнице между напряжением питания и опорным напряжением.

Большинство микросхем ИОН имеют выходное напряжение из ряда 1,2—1,25; 2,048; 2,5; 3; 3,3; 4,096 В. Нижняя граница этого ряда зависит от ширины запрещенной зоны кремния, а другие значения опорного напряжения получают за счет соответствующего усиления [14].

Некоторые последовательные ИОН (например, REF1112) имеют встроенный датчик температуры, выходной сигнал с которого можно использовать в качестве поправочного коэффициента для коррекции температурного дрейфа опорного напряжения [14].

Основные параметры микромощных аналого-цифровых преобразователей. Энергопотребление электронных устройств существенно зависит от токов питания применяемых в их составе аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Поэтому при выборе компонентов для микромощных электронных устройств необходимо учитывать не только типовые характеристики АЦП (число разрядов n двоичного кода и время преобразования $t_{пр}$), но и диапазон питающих напряжений и мощность (ток) их потребления.

В настоящее время зарубежными и отечественными фирмами выпускается большое количество различных микросхем АЦП. При этом оптимальным сочетанием числа разрядов и времени преобразования обладают микромощные АЦП трех типов [15]:

- сигма-дельта АЦП, обеспечивающие высокую разрешающую способность при низком или среднем быстродействии и минимальном энергопотреблении;
- АЦП последовательного приближения (АЦП с поразрядным кодированием), имеющие среднее быстродействие и относительно небольшое разрешение при низкой потребляемой мощности;
- интегрирующие АЦП, характеризующиеся низким быстродействием, но подавляющие высокочастотные помехи и наводки промышленной частоты за счет интегрирования входного сигнала, поэтому обеспечивающие высокую разрешающую способность.

Для сравнения свойств микромощных АЦП в табл. 4 приведены основные параметры микросхем, в том числе мощности и тока потребления $P_{пот}$, времени $t_{пр}$ преобразования, количества двоичных разрядов n , погрешности кодирования γ_{Σ} и вида аналого-цифрового преобразования [3, 16—19]. Критерий эффективности АЦП рассчитан по удельному значению энергии на бит информации [20]:

$$A_{\text{АЦП}} = P_{\text{пот}} t_{\text{пр}} / 2^n \approx P_{\text{пот}} t_{\text{пр}} \gamma_{\Sigma} \text{ [пДж/бит]}.$$

Таблица 4

Тип АЦП	$P_{\text{пот}}$, мВт	$I_{\text{пит}}$, мкА	$t_{\text{пр}}$, мс	n , бит (разрядов)	γ_{Σ} , %	Вид АЦП	$A_{\text{АЦП}}$, пДж/бит
ADS8887	0,7	180/0,05	0,01	18	0,005	ПП	0,35
ADS8866	0,7	180/0,05	0,01	16	0,005	ПП	0,35
ADS7040	0,55	185/0	0,001	8	0,40	ПП	2,20
ADS7866	1,4	250/0,3	0,005	12	0,025	ПП	1,75
MAX1110	0,7	140/1,0	0,016	8	0,40	ПП	44,8
ADS1218	0,8	200	1,28	24	0,0015	$\Sigma\Delta$	15,4
ADS1242	0,6	120	33,3	24	0,0015	$\Sigma\Delta$	300
ADS1220	0,4	80	500	24	0,0015	$\Sigma\Delta$	3000
ADS1244	0,3	90/1,3	33,3	24	0,0008	$\Sigma\Delta$	80,0
ADS7788	0,23	75/1	62,5	16	0,002	$\Sigma\Delta$	288
K572ПВ5	15,0	1700	83,3	11	0,050	Инт.	6250
MAX132	0,6	120	10,0	18	0,005	Инт.	300

Из представленных в табл. 4 АЦП последовательного приближения (ПП) следует выделить микросхемы ADS8887 и ADS8866 с током потребления 180 мкА при частоте дискретизации сигнала 100 кГц. Такие АЦП позволяют кодировать входное напряжение, превышающее напряжение питания микросхемы, что дает возможность уменьшать энергопотребление, понижая напряжение питания до минимального значения 2,5 В. Данные микросхемы имеют автоматический режим энергосбережения: уменьшение частоты дискретизации сигнала позволяет во столько же раз уменьшить потребляемый ток. В конце каждого цикла преобразования микросхемы автоматически переходят в режим *Power Down* с потреблением тока порядка 50 нА, к входам АЦП одновременно подключаются конденсаторы встроенного устройства выборки-хранения (УВХ), которые остаются в этом режиме до следующего импульса, запускающего процесс аналого-цифрового преобразования.

Из микромощных сигма-дельта ($\Sigma\Delta$) АЦП особого внимания заслуживает микросхема ADS1220, содержащая коммутатор с сопротивлением канала 3,5 Ом, который в „спящем“ режиме работы позволяет автоматически „отключать землю“ для снижения энергопотребления (рис. 5). Более совершенный АЦП типа ADS1218 имеет функцию самокалибровки и содержит внутренний цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) для коррекции напряжения смещения. Это значительно улучшает точность АЦП при больших коэффициентах усиления входного сигнала. Такой сигма-дельта АЦП после цикла самокалибровки способен различать изменения уровня сигнала на сотые доли микровольта, тогда как у микросхем АЦП с последовательным приближением ошибка от влияния напряжения смещения и его температурного дрейфа составляет 0,1—1 мВ [17].

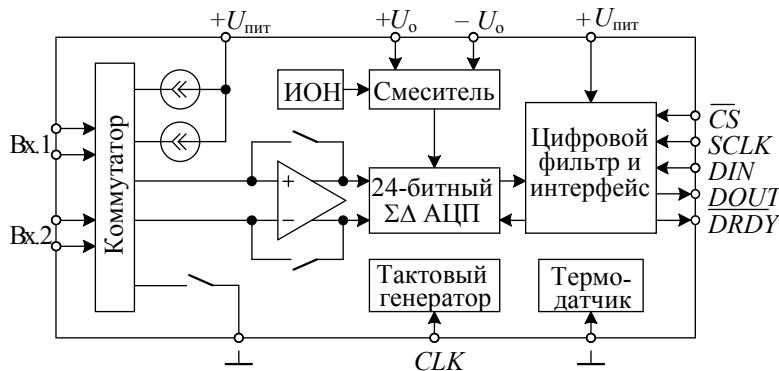


Рис. 5

Согласно данным табл. 4, минимальными значениями критерия качества ($A_{\text{АЦП}} = 0,35$ пДж/бит) характеризуются микромощные АЦП последовательного приближения.

Кроме того, дальнейшее уменьшение энергопотребления таких АЦП можно обеспечить за счет уменьшения питающего напряжения и частоты дискретизации входного сигнала.

Снижение частоты дискретизации, т.е. числа циклов преобразования сигнала на интервале времени, позволяет уменьшить среднее энергопотребление электронных устройств при использовании и обычных микросхем АЦП. В частности, конвейерный 12-разрядный АЦП типа 5101NB015, выпускаемый компанией „Миландр“, имеет потребляемый ток 68 мА за время преобразования 8 нс и критерий качества 0,48 пДж/бит [19]. В случае его применения в ждущем режиме для кодирования сигнала с частотой дискретизации $f_d = 10 \text{ с}^{-1}$ среднее значение тока потребления уменьшится до $\bar{I} = I_{\text{пит}} t_{\text{пр}} f_d \approx 5,5 \text{ нА}$.

При разработке микромощных электронных устройств необходимо учитывать, что АЦП входят в состав современных микроконтроллеров. Например, микроконтроллеры серии MSP430F2x/4x содержат 16- и 24-битные сигма-дельта АЦП с дифференциальными входами и регулируемым усилителем и имеют удельный ток потребления 200—400 мкА/МГц.

Таким образом, применение современных микросхем МОУ, компараторов, ИОН и АЦП позволяет реализовывать микромощные электронные устройства с минимальным энергопотреблением без ухудшения их основных характеристик при правильном выборе структурных элементов согласно рассмотренным критериям эффективности. Такое применение способствует комплексному улучшению качественных показателей электронной аппаратуры, обеспечивающему повышение надежности, экономичности и автономности ее работы при одновременном снижении удельной материалоемкости и энергопотребления. При этом улучшение качественных показателей может быть достигнуто при минимальных производственных и эксплуатационных затратах.

Представленные критерии эффективности микромощных электронных устройств необходимо учитывать при разработке универсальных способов, структур и схем построения, обеспечивающих уменьшение энергопотребления электронной аппаратуры при сохранении требуемых технических параметров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. М.: Мир, 1998. Т. 3. С. 222—236.
2. Матавкин В. В. Микромощные операционные усилители // Электронные компоненты. 2005. № 5. С. 38—42.
3. Колдунов А. С. Микромощные схемы обработки аналоговых сигналов // Новости электроники. 2014. № 7. С. 10—16.
4. Иванов Д. Операционные усилители с низким энергопотреблением // Компоненты и технологии. 2009. № 11. С. 32—33.
5. Волович Г. И. Современные модели интегральных операционных усилителей // Современная электроника. 2006. № 2. С. 14.
6. Каталог продукции Analog Devices, 2015 [Электронный ресурс]: <www.analog.com/amps>.
7. Каталог продукции Intersil Signal, 2015 [Электронный ресурс]: <www.intersil.com>.
8. Загорский Я. Т., Иванов Б. Р. Микромощные электронные измерительные устройства. М.: Энергоатомиздат, 1993. 320 с.
9. Bryant J. Using Op Amps as Comparators. Analog Devices, Application Note AN-849. 2006.
10. Шитиков А. Выбор источника опорного напряжения // Электронные компоненты. 2002. № 3. С. 28—32.
11. Шрапенин Г. Интегральные датчики температуры и источники опорного напряжения National Semiconductor // Компоненты и технологии. 2007. № 11. С. 47—52.
12. Пушкарев М. Интегральные источники опорного напряжения // Компоненты и технологии. 2007. № 6. С. 71—76.
13. Андреев В. Экономичные стабилизаторы // Радио. 1998. № 6. С. 57—60.
14. Brazil C. The Effect of Long-Term Drift on Voltage Reference / Application Notes AN-713. Analog Devices Inc. 2015.

15. Волович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. М.: Додока-XXI, 2005. 154 с.
16. Колер Э., Джейсон М. Компромиссы в АЦП нового поколения // Электронные компоненты. 2013. № 1. С. 81—83.
17. Шейнин М. АЦП на голодной диете. Как снизить энергопотребление входных каскадов приборов сбора данных // Электроника, наука, технология, бизнес. 2015. № 1. С. 52—57.
18. Kazutaka H., Masanori F. A Low-Power Low-Voltage 10-bit 100-MS/s Pipeline A/D Converter Using Capacitance Coupling Techniques // IEEE J. of Solid-State Circuits. 2007. N 4. P. 757—765.
19. Агрин Ю., Лифшиц В. Новый АЦП компании «Миландр» — высокое быстродействие и малое энергопотребление // Электроника, наука, технология, бизнес. 2014. № 5. С. 66—72.
20. Ефанов В. М., Цыбуленко Н. И. Информационно-энергетическая модель средств получения и преобразования информации в системах связи // Полупроводниковая электроника в технике связи: сб. ст. / Под ред. И. Ф. Николаевского. М.: Радио и связь, 1984. Вып. 24. С. 137—142.

Сведения об авторах

- Юрий Борисович Иванов** — канд. техн. наук, доцент; Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации; E-mail: zhmur@yahoo.com
- Антон Владимирович Казачкин** — Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации; E-mail: zilog.82@ya.ru
- Олег Олегович Басов** — канд. техн. наук; Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации; E-mail: oobasov@mail.ru

Рекомендована Академией ФСО РФ

Поступила в редакцию
02.06.17 г.

Ссылка для цитирования: Иванов Ю. Б., Казачкин А. В., Басов О. О. Критерии эффективности микромощных электронных устройств // Изв. вузов. Приборостроение. 2017. Т. 60, № 12. С. 1146—1156.

CRITERIA FOR EFFICIENCY OF MICROPOWER ELECTRONIC DEVICES

Yu. B. Ivanov, A. V. Kazachkin, O. O. Basov

Academy of the Federal Security Service of the Russian Federation, 302034, Oryol, Russia
E-mail: zhmur@yahoo.com

The use of micropower electronic devices in the construction of electronic equipment is a promising direction to improve its operation reliability. Reducing energy consumption and maintaining the required technical parameters of electronic devices are mutually exclusive requirements, therefore it is necessary to evaluate their effectiveness based on certain criteria. To assess the efficiency of micropower operational amplifiers, comparators, reference voltage sources and analog-to-digital converters, their basic properties and parameters are considered. A comparative analysis of the main parameters of foreign and domestic microcircuits is carried out. Criteria are presented for the efficiency of micropower electronic devices that take into account the minimum energy consumption without deterioration of their main characteristics, as well as minimization of structural complexity and simplification of construction schemes. For construction of micropower electronic devices several recommendations are formulated for selection of elements improving the device reliability, economy, and autonomy of the operation of the electronic equipment while reducing the specific material consumption and energy consumption.

Keywords: operational amplifiers, micropower comparators, reference voltage sources, analog-to-digital converters, specific power consumption, specific current, specific energy value

Data on authors

- Yury B. Ivanov** — PhD, Associate Professor; Academy of the Federal Security Service of the Russian Federation; E-mail: zhmur@yahoo.com
- Anton V. Kazachkin** — Academy of the Federal Security Service of the Russian Federation; E-mail: zilog.82@ya.ru
- Oleg O. Basov** — PhD; Academy of the Federal Security Service of the Russian Federation; E-mail: oobasov@mail.ru

For citation: Ivanov Yu. B., Kazachkin A. V., Basov O. O. Criteria for efficiency of micropower electronic devices. *Journal of Instrument Engineering*. 2017. Vol. 60, N 12. P. 1146—1156 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2017-60-12-1146-1156