

ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ И УПРАВЛЕНИЯ

УДК 681.3

А.Д. Азаров, В.А. Гарнага

СИСТЕМАТИЗАЦИЯ БАЛАНСНЫХ ДВУХТАКТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПО КРИТЕРИЮ ВХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Введение

Усилители постоянного тока (УПТ) являются основой операционных усилителей [1], а также компонентами разнообразных систем измерения, регистрации, обработки и преобразования аналоговых сигналов. По принципу функционирования условно их можно разделить на те, которые усиливают ток, и те, которые усиливают напряжение. При этом идеальные усилители напряжения имеют теоретически бесконечное входное сопротивление и нулевое выходное, а усилители тока — нулевое входное сопротивление и бесконечное выходное. Характеристики реальных схем усилителей тока и напряжения занимают промежуточное положение между указанными значениями. В то же время специфика функционирования усилителей тока в некоторых случаях (системы прямого цифрового синтеза [2] и другие [3]) имеет определенные преимущества: большее быстродействие, а также лучшую линейность передаточной характеристики. Отдельно выделим двухтактные балансные усилители тока [4–7].

Двухтактные усилители тока

С начала 2000-х годов разработчики и потребители проявляют повышенный интерес к данным усилителям тока. В то же время имеют место некоторые трудности в организации их рационального построения. Прежде всего это касается упрощения задания рабочих точек двухтактных усилительных каскадов, уменьшения количества каскадов при заданном коэффициенте усиления и соответственно улучшения такого показателя, как усиление на каскад и уменьшение фазового запаздывания. Для решения указанных проблем в Винницком национальном техническом университете развивается научное направление по созданию двухтактных УПТ с внутренними балансными обратными связями (двухтактные балансные УПТ) [7]. Суть его состоит в том, что в двухтактных каскадах с помощью контуров внутренней балансной обратной связи автоматически задается необходимый режим рабочих точек, а также в состоянии баланса выравниваются малосигнальные коэффициенты усиления, не взирая на то, что эти каскады построены на основе транзисторов разного типа проводимости с разным усилением. При этом для работы с разнообразными типами датчиков входных сигналов нужны балансные УПТ с широкой гаммой входных сопротивлений: от минимальных до максимально высоких. Настоящая статья посвящена систематизации методов построения балансных усилителей тока с разными входными сопротивлениями. Следует отметить, что информация об этом направлении недостаточно известна в научно-технической литературе, особенно в ракурсе системного анализа по критерию входного сопротивления. В этом и заключается актуальность настоящей публикации.

© А.Д. АЗАРОВ, В.А. ГАРНАГА, 2016

*Международный научно-технический журнал
«Проблемы управления и информатики», 2016, № 5*

Цель статьи — систематизация методов построения двухтактных балансных УПТ по критерию входного сопротивления и их конкретный выбор для получения максимальной скорости и точности преобразования сигналов в зависимости от характеристик датчиков.

Задачи исследований:

— анализ структурных схем предложенных балансных УПТ с низким, средним, высоким и сверхвысоким входными сопротивлениями, а также малосигнальных значений этих сопротивлений;

— анализ статических и динамических характеристик схем преобразования сигналов на основе приведенных УПТ в зависимости от типа сигналов датчиков, а также их параметров;

— определение входных сопротивлений, которые могут быть получены в двухтактных балансных УПТ, в частности, в зависимости от уровней рабочих токов и схемотехники входных каскадов;

— системные рекомендации по выбору схем балансных УПТ в зависимости от внутренних сопротивлений датчиков входных сигналов для получения максимального быстродействия и точности их преобразования.

Уровни входного сопротивления

Входное сопротивление r_{in} датчиков УПТ условно можно разделить на четыре уровня: низкий, средний, высокий и сверхвысокий. Низким будем считать такое его значение, которое приближается к уровню $0,5 \cdot r_d$, где $r_d = \frac{\varphi_T}{I_d}$ — малосигнальное сопротивление p - n перехода (диола), полученное на основе n - p - n или p - n - p транзистора, φ_T — термопотенциал, I_d — ток, протекающий через диод. Средний количественно соответствует $0,5 \cdot r_e \cdot \beta_{bal}$, где r_e — малосигнальное сопротивление эмиттерного перехода, β_{bal} — коэффициент усиления входного двухтактного транзисторного каскада, токи рабочих точек n - p - n или p - n - p транзисторов, которые сбалансированы с помощью местной обратной связи. Уровень высокого сопротивления $0,5 \cdot r_e \cdot \beta_{bal}^2$. Конкретные количественные значения для малосигнальных схем могут меняться несколько раз. При этом привязка к сопротивлениям p - n переходов, в частности к малосигнальным сопротивлениям эмиттеров, дает возможность четко указать границы того или иного уровня. Если ориентироваться на токи рабочих точек около единиц миллиампер, то низкое сопротивление будет соответствовать значениям $10^1 - 10^2$ Ом, среднее — $10^3 - 10^4$ Ом, высокое — $10^5 - 10^7$ Ом. Сверхвысокое сопротивление сопоставимо с сопротивлением изоляции p - n перехода и определяется токами утечки по поверхности полупроводников. Для получения таких значений на входе УПТ надо использовать полевые транзисторы, входное сопротивление которых достигает $10^9 > r_{in} > 10^{14}$ Ом.

Структура балансного УПТ с низким входным сопротивлением показана на рис. 1, а. Она состоит из четырех каскадов. Первый — входной, двухтактный балансный каскад с низким входным сопротивлением, построенным на базе элементарных отражателей тока Уилсона. Принципиальные схемы таких каскадов приведены в работе [4].

Второй и третий каскады — промежуточные двухтактные (ПДК) усилительные и скомбинированы на основе самодополняющихся схем с общим эмиттером на n - p - n и p - n - p транзисторах. Внутренняя балансная обратная связь во втором каскаде реализуется при помощи двунаправленного отражателя тока. Благодаря действию балансной обратной связи (БОС) автоматически задаются необходимые рабочие точки транзисторных каскадов, а также симметрируются их коэффициенты усиления. При этом они становятся практически одинаковыми и соответствуют

$$K_i' = K_i'' = \beta_{bal} = \sqrt{\beta' \beta''},$$

где β' — коэффициент усиления тока $n-p-n$ транзистора, β'' — $p-n-p$ транзистора. Рабочие точки второго и третьего каскадов задаются двумя генераторами тока со значениями, которые соответствуют удвоенному значению тока рабочей точки.

Четвертый — окончательный выходной каскад (ОВК), который также собран по двухтактной схеме.

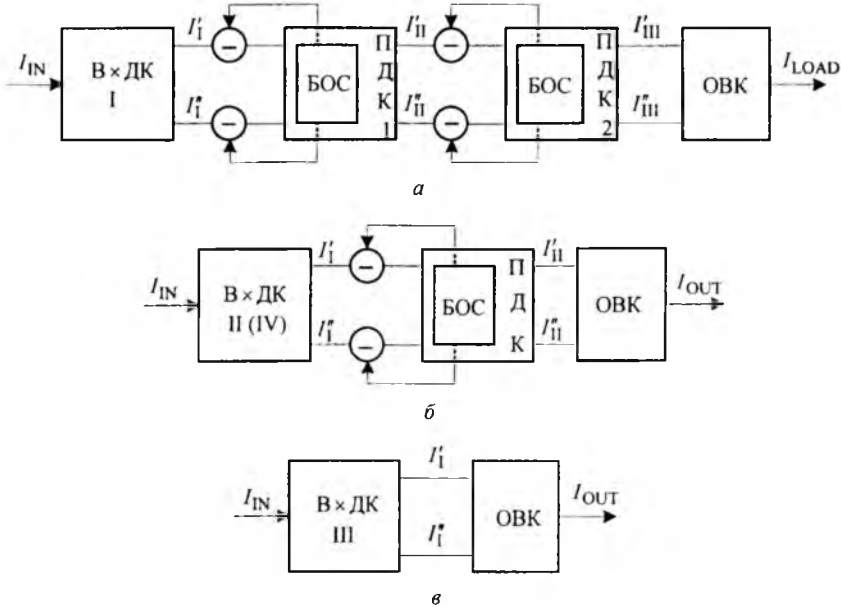


Рис. 1

Схема работает таким образом. Входной ток I_{in} с помощью входного двухтактного каскада ($В \times ДК I$) разделяется на две парафазные составляющие: I_{I1}' и I_{I1}'' , которые подаются на входы первого промежуточного двухтактного каскада (ПДК1). Малосигнальные приращения этих составляющих усиливаются в β_{bal} раз и подаются на второй промежуточный каскад (ПДК2). Он усиливает суммарные приращения всех этих токов в β_{bal} раз и далее усиленные токи I_{I3}' и I_{I3}'' подаются на окончательный выходной каскад (ОВК).

Сквозной коэффициент усиления схемы соответствует

$$K_i = \frac{I_{load}}{I_{in}} \approx 2\beta_{bal}^2 \cdot \eta_{tc},$$

где η_{tc} — коэффициент передачи приращений выходных токов предыдущих каскадов на входы следующих. На практике этот коэффициент характеризует потери при передаче усиливаемого сигнала из каскада в каскад вследствие неидеальности статических характеристик транзисторов [1] и имеет значение $\eta_{tc} \sim 0,94 \div 0,96$.

В случае реализации УПТ на интегральных транзисторах HFA3046/3096/3127/3128 фирмы Intersil [9], рабочем токе $I_{op} = 1$ мА, при напряжении питания $U_s = \pm 15$ В, $R_{load} = 10$ кОм сквозной малосигнальный коэффициент усиления $K_i = 93,2$ дБ.

Входное сопротивление усилителя определяется сопротивлением входного каскада и в основном зависит от сопротивления диодов отражателей тока

Уилсона, построенных на $n-p-n$ и $p-n-p$ транзисторах соответственно $r_{d\ n-p-n}$ и $r_{d\ p-n-p}$, а также от уровня рабочих токов I_{op} . Числовые значения этих сопротивлений рассчитываются в виде

$$r_d = \frac{r_b}{1 + \beta} + r_e + r_{ee},$$

где r_b — базовое сопротивление транзистора для малосигнальной зоны модели Гумеля–Пуна [9–11]; r_e — малосигнальное сопротивление эмиттера, r_{ee} — объемное сопротивление эмиттера; β — коэффициент передачи тока при напряжении коллектор–эмиттер $U_{ce} = U_{p-n}$.

Для заданного типа транзисторов и заданного тока $I_{op} = 1$ мА имеем $r_{b\ n-p-n} = 50$ Ом, $r_{b\ p-n-p} = 32,7$ Ом, $\beta_{n-p-n} = 81,7$ и $\beta_{p-n-p} = 40,9$, $r_{ee\ n-p-n} = r_{ee\ p-n-p} = 1,84$ Ом. При этом $r_{d\ n-p-n} = 28,4$ Ом, $r_{d\ p-n-p} = 28,64$ Ом. Значение входного сопротивления рассчитывается как параллельное соединение этих диодов и равняется

$$r_{in} = \frac{r_{d\ n-p-n} \cdot r_{d\ p-n-p}}{r_{d\ n-p-n} + r_{d\ p-n-p}} = 14,25 \text{ Ом.}$$

Реальное значение входного сопротивления УПТ будет немного больше, поскольку к нему добавляются остаточные сопротивления эмиттерных переходов $\tilde{r}_{e\ n-p-n}$ и $\tilde{r}_{e\ p-n-p}$ транзисторов, которые генерируют I'_1 и I''_1 . При этом с учетом действия балансных обратных связей с глубиной $\sim 0,5$ имеем

$$\tilde{r}_{e\ n-p-n} = \frac{2r_e}{(1 + \beta_{n-p-n})\eta_{ic}}, \quad \tilde{r}_{e\ p-n-p} = \frac{2r_e}{(1 + \beta_{p-n-p})\eta_{ic}}.$$

Для этого случая $\tilde{r}_{e\ n-p-n} = 0,66$ Ом, $\tilde{r}_{e\ p-n-p} = 1,3$ Ом. Таким образом, $r_{d\ n-p-n} + \tilde{r}_{e\ n-p-n} = 29,56$ Ом, $r_{d\ p-n-p} + \tilde{r}_{e\ p-n-p} = 30,4$ Ом, а входное сопротивление r_{in}

$$r_{in1} = \frac{(r_{d\ n-p-n} + \tilde{r}_{e\ n-p-n})(r_{d\ p-n-p} + \tilde{r}_{e\ p-n-p})}{r_{d\ n-p-n} + \tilde{r}_{e\ n-p-n} + r_{d\ p-n-p} + \tilde{r}_{e\ p-n-p}} = 15 \text{ Ом.}$$

При этом следует отметить, что для выполнения источником входного сигнала функции генератора тока нужно, чтобы его внутреннее сопротивление удовлетворяло условию $r_g \gg r_{in}$. На практике желательно, чтобы необходимое соотношение было не меньше, чем один–два порядка.

Схема балансного УПТ со средним входным сопротивлением показана на рис. 1, б. Она имеет три каскада усиления: первый — двухтактный входной каскад со средним входным сопротивлением (В×ДК II), второй — промежуточный с внутренней балансной обратной связью (ПДК) и третий — двухтактный выходной каскад (ОВК), построенный на отражателях тока Уилсона с парафазными входами.

Первый каскад является усилительным и построен с использованием композиции пары дополнительных транзисторов, включенных по двухтактным схемам: общий коллектор–общий эмиттер. Принципиальная схема этого каскада приведена в [4].

Выходной каскад схемы построен на отражателях тока. На их парафазные входы поступают усиленные приращения токов с прямых и инверсных выходов ПДК. Схема работает таким образом. Входной ток I_{in} разделяется на входе на две составляющие I'_{in} и I''_{in} , которые поступают на В×ДК. Выходной ток схемы I_{load} формируется как сумма токов I' и I'' , которые поступают с выходов ПДК. На основании соотношений, полученных в [10, 11], можно показать, что малосигнальный коэффициент передачи тока этой схемы определяется

$$K_i = \frac{I_{load}}{I_{in}} = 8 \cdot \sqrt{\beta_1 \cdot \beta_2} \cdot \sqrt{\beta_3 \cdot \beta_4} = 93,8 \text{ дБ.}$$

Входное сопротивление этого УПТ можно оценить как параллельное соединение входных сопротивлений транзисторов входного каскада. При этом

$$r'_{in} \approx r_{b1} + (r_{e1} + r_{ee1} + r'_d + \vec{r}'_{e \ n-p-n})(1 + \beta_1),$$

$$r''_{in} \approx r_{b2} + (r_{e2} + r_{ee2} + \vec{r}''_d + r''_{e \ p-n-p})(1 + \beta_2).$$

Таким образом,

$$r_{inII} = \frac{[r_{b1} + (r_{e1} + r_{ee1} + r'_d + \vec{r}'_{e \ n-p-n}) \cdot (1 + \beta_1)] \cdot [r_{b2} + (r_{e2} + r_{ee2} + r''_d + \vec{r}''_{e \ p-n-p}) \cdot (1 + \beta_2)]}{r_{b1} + (r_{e1} + r_{ee1} + r'_d + \vec{r}'_{e \ n-p-n}) \cdot (1 + \beta_1) + r_{b2} + (r_{e2} + r_{ee2} + r''_d + \vec{r}''_{e \ p-n-p}) \cdot (1 + \beta_2)}. \quad (1)$$

Если $I_{op} = 1 \text{ мА}$, то $\beta_1 = 101$, $\beta_2 = 63$. Подставив в (1) значение других параметров, получим $r_{inII} = 2160 \text{ Ом}$.

Схема балансного УПТ с высоким входным сопротивлением приведена на рис. 1, в. Она содержит входной двухтактный каскад (В×ДК III), а также оконечный двухтактный каскад (ОВК). В отличие от предыдущих схем, входной сигнал подается не на инверсный вход, а на прямой, сопротивление которого значительно больше, чем у инверсного входа (в β_{bal} раз). Такой подход при минимальном количестве оборудования позволяет существенно увеличить входное сопротивление, а также получить коэффициент усиления тока, соразмерный с другими схемами. Эмиттеры транзисторов входного каскада подключены ко входам токовых буферов [4], которые передают парафазные составляющие входного сигнала на оконечный выходной каскад, построенный на токовых зеркалах Уилсона.

При этом симметрируются режимы рабочих точек соответствующих транзисторов. Входное сопротивление схемы можно оценить с помощью выражения

$$r_{inIII} = \beta'_{bal} \cdot r_{inII}, \quad (2)$$

где r_{inII} определяется через уравнение (1), а $\beta'_{bal} = \sqrt{\beta_1 \cdot \beta_2}$, где β_1 и β_2 — малосигнальные коэффициенты усиления тока транзисторов входного каскада. Если $I_{op} = 1 \text{ мА}$, то $\beta_1 = 102$, $\beta_2 = 64$, а выходное сопротивление $r_{inIII} = 161,3 \text{ кОм}$.

Коэффициенты усиления рассчитываются по формуле $K_{iIII} = 2 \cdot \beta'_{bal} \cdot \beta^*_{bal}$, где $\beta^*_{bal} = \sqrt{\beta_3 \cdot \beta_4}$, а β_3 и β_4 — малосигнальные коэффициенты передачи транзисторов входного каскада. Такое его значение можно получить только при условии, что источник входного сигнала — генератор тока, а это, в свою очередь, воз-

можно, если его внутреннее сопротивление $r_g \gg r_{inIII}$, что для реальных схем получить достаточно непросто. В случае невыполнения указанного условия усиление по току может существенно уменьшиться.

Структура УПТ со сверхвысоким входным сопротивлением показана на рис. 1, б. Она содержит входной каскад (ВхДК IV), который построен с использованием полевых транзисторов. Истоки транзисторов подключены к входам токовых буферов аналогично тому, как в схемах на рис. 1, б, в. Второй каскад (ПДК) является двухтактной схемой, собранной с использованием местных контуров балансной обратной связи на основе двунаправленного отражателя тока и двух простых отражателей тока. Выходной каскад (ОВК) построен на двух отражателях тока Уилсона. Принципиальная схема такого усилителя рассмотрена в [4].

Коэффициент передачи напряжения этого УПТ рассчитывается на основе соотношения $K_u = \frac{U_{out}}{U_{in}}$, где $U_{out} = I_{load} \cdot R_{load}$. Схема работает таким образом: входное напряжение U_{in} преобразуется во ВхДК в токи I'_1 и I''_1 , а на выходах токовых буферов — на близкие по значению и противоположные по направлению токи I'_1 и I''_1 , которые эквивалентны входному напряжению. Далее они усиливаются и поступают на вход отражателей тока выходного каскада. Таким образом, U_{in} уже в первом каскаде преобразуется в ток, а дальнейшее преобразование сигналов осуществляется исключительно по току. Это обеспечивает максимальное быстродействие УПТ.

Коэффициент усиления по току с учетом преобразования входного напряжения U_{in} в I'_1 и I''_1 можно оценить в виде

$$K_{iIV} = \frac{I_{load}}{I_1},$$

где $I_1 = U_{in} \cdot S_{bal}$, $S_{bal} = \sqrt{S' \cdot S''}$ — балансная крутизна входных полевых транзисторов, S' и S'' — параметры крутизны полевых транзисторов входного каскада. Эквивалентом входного напряжения U_{in} является суммарный ток I_1 , который генерируется в полевых транзисторах входного каскада в виде четырех составляющих: \bar{I}'_1 , \bar{I}''_1 и I'_1 , I''_1 . Несложно показать, что

$$K_{iIV} = 2 \cdot \sqrt{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot \beta_3 \cdot \beta_4}, \quad (3)$$

где $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$ — малосигнальные коэффициенты усиления по току транзисторов II каскада. Переходя к напряжениям и учитывая, что $U_{out} = I_1 \cdot K_{iIV} \cdot R_{load}$, а

$$U_{in} = \frac{I_1}{\sqrt{S' \cdot S''}}, \text{ имеем}$$

$$K_u = \frac{U_{out}}{U_{in}} = 2 \cdot \sqrt{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot \beta_3 \cdot \beta_4} \cdot R_{load} \cdot \sqrt{S' \cdot S''}. \quad (4)$$

Значения крутизны полевых транзисторов при $I_{op} = 1 \text{ мА}$ имеют $S' = 0,213 \cdot \text{мА/В}$ $S'' = 0,249 \cdot \text{мА/В}$. Биполярные транзисторы при этом имеют такие малосигнальные коэффициенты $\beta_1 = 65$ $\beta_2 = 101$ $\beta_3 = 63$ $\beta_4 = 102$. Подставляя эти данные в (4), имеем $R_{load} = 10 \text{ кОм}$, $K_u = 298 \cdot 10^3$. Достоверность всех полученных аналитических результатов целесообразно проверить с помощью компьютерного схемотехнического анализа в интегрированном пакете прикладных программ MicroCAP 10. На рис. 2 приведены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) рассмотренных балансных схем УПТ: кривая I — АЧХ УПТ с низким r_{in} , кривая II —

со средним r_{in} , кривая III — с высоким r_{in} , кривая IV — со сверхвысоким r_{in} . Полученные данные систематизированы в табл. 1 и табл. 2. В табл. 2 приведены характеристики балансного УПТ, который имеет на входе полевые транзисторы.

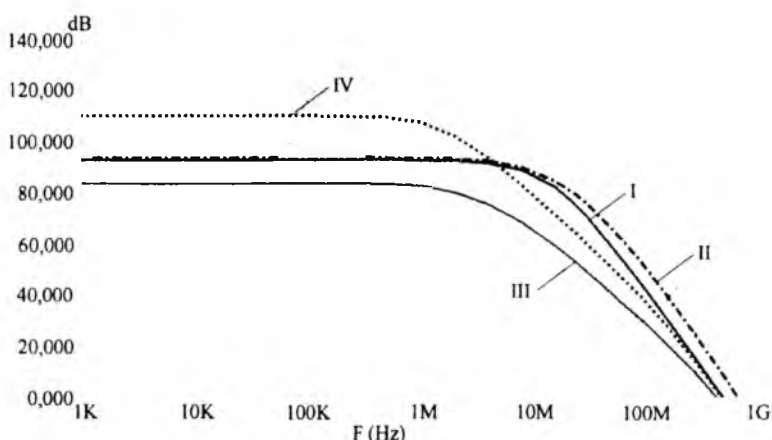


Рис. 2

Таблица 1

Параметры схем балансных УПТ					
Схема УПТ	K_i , дБ	$f(0)$ дБ, мГц	r_{in} , (Ом)	R_G , (Ом)	r_{out} , (кОм)
1	93,2 дБ	530	15,1	∞	500
2	93,8 дБ	730	$2,3 \cdot 10^3$	∞	463
3	84,3 дБ	480	$170 \cdot 10^3$	∞	662

Таблица 2

R_{load} , кОм	KU , дБ	$F(0)$ дБ, мГц	R_G , (кОм)	r_{out} , (кОм)
1	90,6	520	10	552
2	96,6	520		553
5	104,5	520		556
10	110,5	520		561
20	116,3	520		571

В приведенных таблицах указано значение выходных сопротивлений рассмотренных схем УПТ, что поможет разработчикам определить целесообразность дополнительного введения выходного двухтактного каскада для увеличения коэффициента усиления и нагрузочной способности. При этом следует иметь в виду, что сопротивление нагрузки R_{load} существенно влияет на входное сопротивление выходного каскада. Для пропорционального увеличения коэффициента передачи усилителя необходимо выполнить условия $\tilde{r}_{in} \leq r_{out}$, где $\tilde{r}_{in} = K_{i_{out}} \cdot R_{load}$; $K_{i_{out}}$ — требуемое значение коэффициента усиления по току дополнительного выходного каскада.

Заключение

В настоящей работе проанализированы предложенные структурные схемы двухтактных усилителей постоянного тока в рамках систематизации по критерию входного сопротивления. Произведена оценка значений входных сопротивлений указанных типов УПТ в зависимости от уровней рабочих токов и схемотехники входных каскадов. Проанализированы малосигнальные статические и динамические характеристики приведенных схем УПТ. Определены условия достижения этих характеристик. Даны рекомендации по выбору схем балансных двухтактных УПТ в зависимости от параметров датчиков входных сигналов и требуемых характеристик усилителей.

СИСТЕМАТИЗАЦІЯ БАЛАНСНИХ ДВОТАКТНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ ЗА КРИТЕРІЄМ ВХІДНОГО ОПОРУ

Аналізуються двотактні підсилювачі постійного струму з внутрішніми балансними зворотними зв'язками. Розглянуто систематизацію зазначених пристроїв за критерієм вхідного опору. Наведено схеми ППС з низьким, середнім, високим і надвисоким вхідними опорами. Виконано комп'ютерне моделювання малосигнальних характеристик і наведено порівняльний аналіз отриманих результатів. Дано рекомендації щодо вибору конкретних схем ППС залежно від параметрів датчика вхідного сигналу.

A.D. Azarov, V.A. Harnaha

THE SYSTEMATIZATION OF BALANCE PUSH POOL AMPLIFIERS ACCORDING TO THE CRITERION OF THE INPUT IMPEDANCE

The proposed push-pull DC amplifiers with the internal balanced feedbacks are considered. Such amplifiers have high linearity of the transfer characteristic and high-speed qualities. It was proposed the systematization of these devices on the criterion of the input impedance. This indicator is decisive for the choice of a balanced push-pull DCA depending on characteristics such as the input sensor and the internal resistance of its output capacity. Matching the values of these variables allows you to achieve maximum performance and the best accuracy characteristics of the current-to-current, current-to-voltage, voltage-to-current and voltage-to-voltage converters. The schemes of mentioned DCA with low, medium, high and ultra-high input impedance are presented. The results of computer simulation of small-signal characteristics and a comparative analysis with analytical relations are given. Recommendations how to choose the specific schemes of DCA, dependent on the input signal of the sensor's parameters are given as well.

1. *Alan B. Grebene* Bipolar and MOS analog integrated circuit design. — New Jersey : John Wiley & Sons Technology & Industrial Arts, 2002. — 912 p.
2. *Fundamentals of Direct Digital Synthesis (DDS) / Tutorial MT-085.* — <http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-085.pdf>.
3. *Азаров О.Д.* Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі надлишкових систем числення з ваговою надлишковістю: монографія. — Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2010. — 232 с.
4. *Азаров О.Д., Гарнага В.А.* Схемна реалізація і малосигнальні характеристики спеціалізованих двотактних балансних підсилювачів струму // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. — 2015. — 34, № 3. — С. 19–28.
5. *Азаров О.Д., Теплицький М.Ю., Гарнага В.А.* Двотактні підсилювачі постійного струму на базі двонаправлених відбивачів струму // Проблеми інформатизації та управління. — 2011. — № 2 (34). — С. 15–22.
6. *Азаров О.Д., Гарнага В.А.* Методи задання робочих точок проміжних каскадів двотактних підсилювачів постійного струму // Там же. — 2009. — № 1 (25). — С. 6–14.
7. *Теплицький М., Азаров О., Біличенко Н.* Linearity errors of the push-pull current amplifiers with separate intermediate cascade // Bulletin of the Polytechnic Institute of Jassy. Electrical Engineering, Power Engineering, Electronics. — 2014. — LX (LXIV). — P. 47–58.
8. *Азаров О.Д., Гарнага В.А.* Двотактні підсилювачі постійного струму для багаторозрядних перетворювачів форми інформації, що самокалібруються. — Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2011. — 156 с.
9. *Технічний опис HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models: Application Note.* — http://pdf.eicom.ru/datasheets/intersil_pdfs/hfa3046_3096_3127_3128/hfa3046_3096_3127_3128.pdf.
10. *Азаров О.Д., Гарнага В.А., Яцик В.Є.* Аналіз статичних характеристик біполярних транзисторів із використанням керованих і функціональних генераторів струму // Проблеми інформатизації та управління. — 2012. — № 1 (37). — С. 5–12.
11. *Азаров О.Д., Гарнага В.А., Сапсай Т.Г., Тарасенко В.П.* Теоретичні основи комп'ютерних напівпровідникових електронних компонентів. — Вінниця : ВНТУ, 2015. — 134 с.

Получено 14.03.2016

После доработки 24.05.2016