

УДК 621.373.13

АНАЛИЗ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ГЕНЕРАТОРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА НОВЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Ю.К. Рыбин

Томский политехнический университет

E-mail: rybin@camsam.tpu.ru

Проведён анализ колебательных систем генераторов электрических синусоидальных сигналов на новых усилителях, получивших в зарубежной литературе название CFOA – операционные усилители с токовой обратной связью. Показано, что анализ таких систем, основанный на линейных моделях усилителей, не позволяет правильно оценить преимущества и недостатки систем, реализованных на этих усилителях. Исследование систем с учетом предложенной нелинейной модели усилителя с токовой обратной связью показало, что применение новых усилителей не даёт существенных преимуществ практически по всем параметрам колебаний.

Ключевые слова:

Колебательная система, активный элемент, условия баланса амплитуд и баланса фаз, операционный усилитель с токовой обратной связью.

Key words:

Oscillation system, active element, condition of balance amplitude and balance phase, current feedback operational amplifier – CFOA.

Введение

В конце прошлого века на рынке электронных компонентов появился новый операционный усилитель в интегральном исполнении. Его отличительными особенностями по сравнению с традиционными операционными усилителями являются: наличие инвертирующего входа с малым входным сопротивлением; появление дополнительного выхода с большим выходным сопротивлением, расширение частотного диапазона и повышение скорости нарастания выходного напряжения. Эти усилители получили название «операционные усилители с токовой обратной связью» (*current feedback operational amplifier – CFOA*). Многими фирмами освоен выпуск этих усилителей. Примерами усилителей могут служить AD844, OPA622 и другие. Описание особенностей схемотехники новых усилителей приводится в материалах фирм – производителей [1, 2]. В [3] подробно описан усилитель OPA622. Естественно, появление таких усилителей вызвало большой интерес в среде разработчиков электронных устройств, например, колебательных систем (КС) генераторов электрических сигналов. Появилось много работ, в основном в зарубежных журналах, в которых предлагаются различные варианты КС генераторов синусоидальных колебаний [4, 5]. В них проводится анализ условий возбуждения и установления колебаний, отмечаются их достоинства и недостатки.

Учитывая, что КС является основой любого генератора электрических сигналов, т. к. в ней рождаются и устанавливаются периодические колебания, и она определяет их форму и основные параметры, в данной работе проведён анализ КС с учётом нелинейных искажений и частотных свойств усилителей на примере двух КС.

Операционный усилитель с токовой обратной связью

На рис. 1 показана нелинейная эквивалентная схема усилителя CFOA типа AD844. Схема содержит

два повторителя напряжения DA1 и DA2, источник тока, управляемый током (ИТУТ), RC – цепь, имитирующая инерционные свойства, и двусторонний ограничитель выходного напряжения. Один из входов ($U_{вх1}$) усилителя – неинвертирующий с большим входным сопротивлением (потенциальный вход), а второй ($U_{вх2}$) инвертирующий – токовый с малым входным сопротивлением ($R_{вх2}$). Для отображения разных входных сопротивлений в схеме используется повторитель напряжения DA1. Ещё одной важной особенностью этого усилителя является наличие двух выходов: «токового» выхода ($I_{вых}$) и «потенциального» ($U_{вых}$). Ток на выходе $I_{вых}$ равен входному току по инвертирующему входу, благодаря применению в схеме «токового зеркала», но ограничен предельно допустимым током

$$I = \begin{cases} I_1 & \text{при } |I_1| \leq I_{\max} \\ I_{\max} & \text{при } I_1 > I_{\max} \\ -I_{\max} & \text{при } I_1 < -I_{\max} \end{cases}$$

Обычный потенциальный выход ($U_{вых}$) создан на выходе повторителя DA2 после ограничителя выходного напряжения на диодах VD1 и VD2. Особенностью этой схемы является то, что в ней применено ограничение по току и по напряжению.

На рис. 2 представлено условное изображение усилителя с потенциальным (3) и токовым (2) выходами и потенциальным (6) и токовым (5) входами. Окружности со стрелками у входного и выходного выводов указывает на токовый вход и токовый выход. Такое изображение используется в [3]. В иностранных периодических изданиях используется упрощенное изображение, приведённое на рис. 2, б.

Новый усилитель можно использовать практически во всех известных КС, заменяя в них обычный усилитель (VFOA – *voltage feedback operational amplifier*) на CFOA. Анализ этих схем можно про-

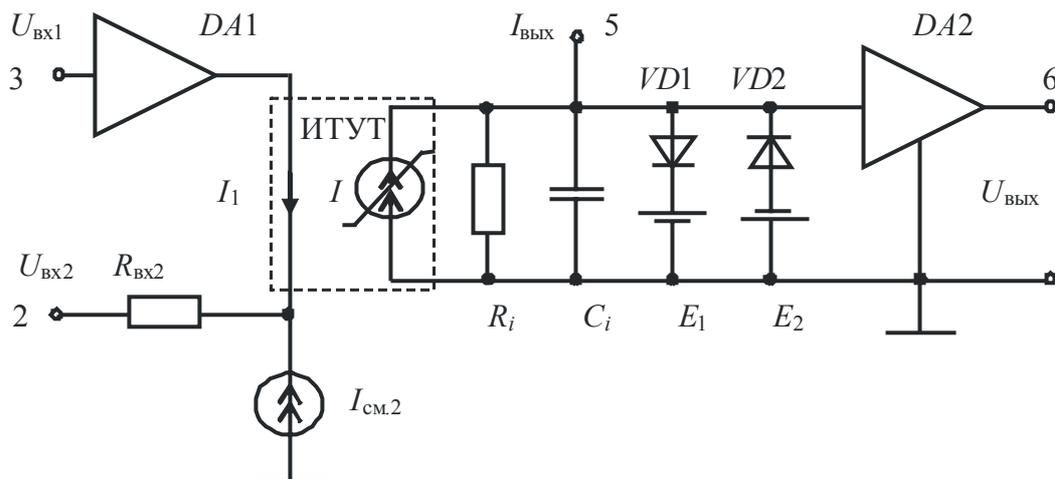


Рис. 1. Нелинейная эквивалентная схема CFOA типа AD844

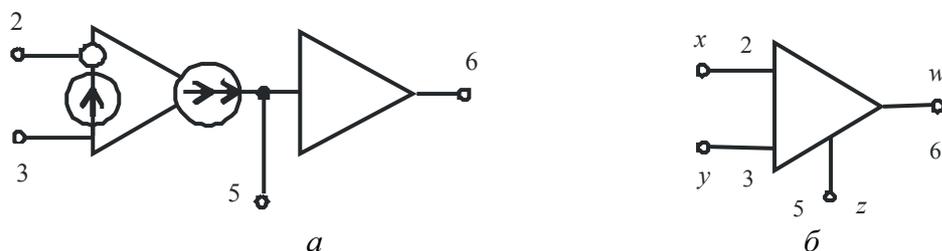


Рис. 2. Изображения CFOA на электрических схемах: а) упрощенное; б) условное с цифровым и соответствующим буквенным обозначением выводов

дить известными методами. Интерес же представляют те КС, которые принципиально могут быть реализованы только на CFOA и не могут быть повторены на обычных усилителях.

Анализ колебательных систем на CFOA

На рис. 3 показаны в качестве первого примера схемы КС генератора на одном усилителе. В частности, на рис. 3, а, показана схема известной КС с мостом Вина–Робинсона, выполненная на усилителе с потенциальной обратной связью VFOA, а на рис. 3, б, приведена новая КС на CFOA [4, 5]. Из этого рисунка видно, что в новой схеме используется «токовый выход», соединённый с выводом 5 микросхемы. Видно также, что схемы содержат разное количество пассивных элементов. В классической схеме их шесть, а в новой только четыре. Для изменения частоты колебаний обычно используют два или даже четыре перестраиваемых элемента (два резистора и (или) два конденсатора), например, сдвоенный конденсатор переменной ёмкости или сдвоенный потенциометр. Причём один или оба конденсатора должны быть изолированы от общего провода. Конденсаторы переменной ёмкости с механическим изменением ёмкости являются громоздкими элементами с большими паразитными ёмкостями на корпус прибора, что существенно влияет на условия генерации и частоту колебаний, особенно в области малых ёмкостей.

Этот недостаток относится и к механическим потенциометрам, также используемым для перестройки частоты. В новой схеме оба эти конденсатора или потенциометра могут быть соединены одним из выводов с общим проводом, что существенно упрощает их изготовление и применение.

Проведём анализ КС рис. 3, б, для определения условий генерации колебаний синусоидальной формы. Для этого запишем систему уравнений КС при идеальном CFOA: $U_z = I_z Z_2$, $U_x = I_x Z_1$, $U_x = U_y = U_w$, $-I_x = I_z$ где $Z_1(p) = R_1 + 1/pC_1$, $Z_2(p) = R_2 / (1 + pC_2R_2)$, $p = \sigma + j\omega$.

Подставляя токи I_z и I_x из первого и второго уравнений в четвертое с учётом третьего уравнения, получим $[Z_2(p) - Z_1(p)] = 0$. После подстановки сопротивлений цепи запишем характеристическое уравнение КС

$$p^2 R_1 C_1 R_2 C_2 + p(R_2 C_2 + R_1 C_1 - R_2 C_1) + 1 = 0.$$

Анализируя полученное уравнение, находим условия выполнения баланса фаз и баланса амплитуд

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}},$$

$$R_2 C_2 + R_1 C_1 - R_2 C_1 = 0.$$

Второе условие – баланс амплитуд выполняется при $R_1 = R_2/2$ и $C_1 = 2C_2$ и совпадает с условиями, полученными в [4, 5], Очевидно, что баланс фаз и баланс амплитуд зависят от одних и тех же элемен-

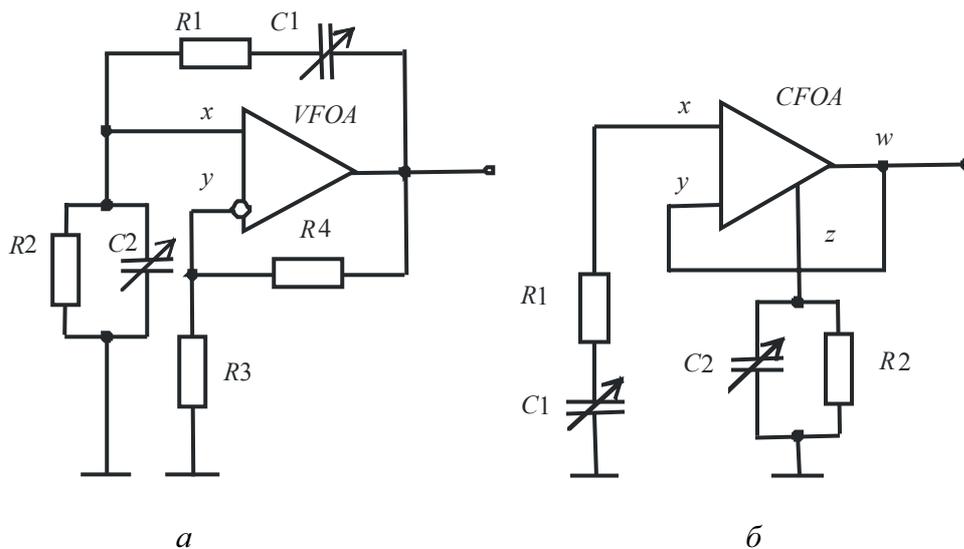


Рис. 3. Схемы колебательных систем на: а) обычном усилителе VFOA; б) CFOA

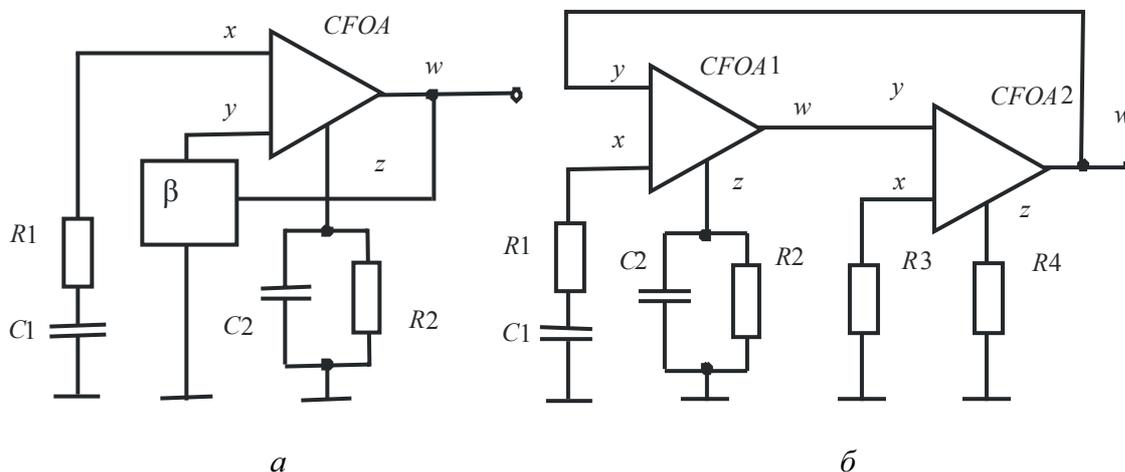


Рис. 4. Улучшенные колебательные системы на CFOA: а) упрощенная, с цепью обратной связи β , б) принципиальная, на двух CFOA, один из которых используется в качестве цепи β [5]

тов: R_1 , C_1 , R_2 и C_2 , поэтому между частотой и амплитудой колебаний имеется связь. При расчёте необходимо учесть, что в сопротивление R_1 входит входное сопротивление усилителя $R_{вх2}$, а параллельно сопротивлению R_2 включено выходное сопротивление усилителя R_i и ёмкость C_i по токовому выходу z (рис. 1). В этом случае колебания будут не изохронные, т. к. нестабильность параметров элементов будет приводить к одновременным изменениям амплитуды и частоты колебаний.

Устранить зависимость частоты от амплитуды колебаний и при этом применять частотно задающие элементы с равными параметрами можно в улучшенных КС на рис. 4.

Проведя аналогичные преобразования, как и для схемы на рис. 3, б, получим характеристическое уравнение КС

$$p^2 R_1 C_1 R_2 C_2 + p[R_2 C_2 + R_1 C_1 - \beta R_2 C_1] + 1 = 0.$$

Откуда найдём условия балансов амплитуд и фаз

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_1 C_2}},$$

$$R_2 C_2 + R_1 C_1 - \beta R_2 C_1 = 0$$

где β – коэффициент положительной обратной связи.

В этой схеме условия для возможной генерации колебаний выполняются при $R_1=R_2=R$, $C_1=C_2=C$ и $\beta=2$. Тогда частота колебаний равна $\omega_0=1/RC$. Очевидно, что цепь β должна быть активной цепью – усилителем, и иметь коэффициент усиления равным двум. КС с такими параметрами приведена на рис. 4, б. Она выполнена на элементах с равными параметрами частотно задающих элементов, что является её достоинством. В ней баланс амплитуд обеспечивается независимо от баланса фаз сопротивлениями дополнительных резисторов R_3 и R_4 , между которыми в стационарном режиме должно выполняться соотношение $R_4=2R_3$. Преимущество этой схемы перед схемой КС на рис. 3, б,

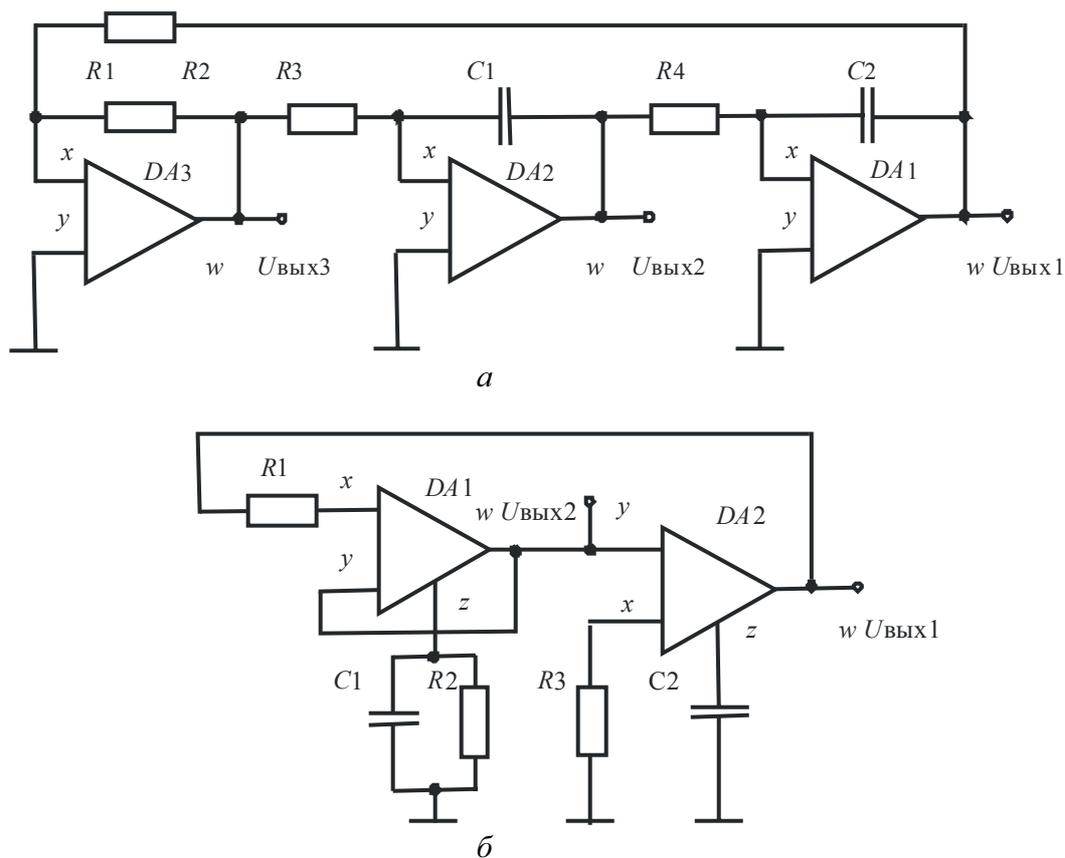


Рис. 5. Колебательные системы на двух интеграторах на CFOA: а) классическая, б) новая схема

состоит в том, что колебания в ней изохронные, т. к. управление амплитудой колебаний не приводит к изменению их частоты.

Интересной представляется КС на двух интеграторах, каждый из которых реализован на CFOA [4, 5]. На рис. 5 показаны для примера КС на двух интеграторах: классическая и новая схема. Для корректного сравнения обе схемы выполнены на CFOA. Условия для выполнения балансов амплитуд и фаз для первой схемы известны. Для второй схемы эти условия несложно записать на основе передаточных функций двух частотно зависимых активных элементов, реализованных на усилителях DA1 и DA2.

$$K_1(p) = \frac{Z_2(p)}{Z_2(p) - R_1} = \frac{R_2 / (1 + pR_2C_1)}{R_2 / (1 + pR_2C_1) - R_1} = \frac{R_2}{R_2 - R_1 + pR_2R_1C_1},$$

$$K_2(p) = \frac{Z_{C2}(p)}{R_3} = \frac{1}{pR_3C_2}.$$

Таким образом, в этой схеме активные линейные частотно зависимые элементы первый (при $R_2=R_1=R$) и второй являются интеграторами. Характеристическое уравнение КС и уравнения балансов амплитуд и фаз имеют вид:

$$Q(p) = p^2 R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 + p[R_1 - R_2] R_3 C_2 + R_2,$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_3 C_1 C_2}}, \quad R_1 - R_2 = 0.$$

Баланс амплитуд в системе выполняется при равенстве сопротивлений R_1 и R_2 . В то же время, баланс фаз и, следовательно, частота в этой схеме не зависит от сопротивления R_2 . Это позволяет управлять амплитудой колебаний без изменения частоты с помощью изменения сопротивления R_2 . Одновременно, изменяя сопротивление R_3 , можно управлять частотой колебаний без изменения амплитуды, правда, изменение частоты будет зависеть от сопротивления резистора по сложному закону. Таким образом, в данной схеме имеется возможность управления условиями возбуждения колебаний и изменения частоты с помощью разных резисторов, соединённых с общим проводом.

Проведём сопоставление КС на предмет реализации их потенциальных возможностей.

Схема 5, б, имеет меньшее количество активных и пассивных элементов. Для её реализации требуется только два усилителя и пять пассивных элементов, однако надо учесть, что сегодня разница в один усилитель в интегральном исполнении и два – три пассивных компонента при построении промышленного генератора, в состав которого

го входит до нескольких сотен элементов, не существенна. Тем более, что в схеме 5, а, дополнительный усилитель даёт возможность получить ещё один выход.

Значительно более важным является сравнение КС по уровню нелинейных искажений. Малый уровень нелинейных искажений приближает выходное напряжение к синусоидальной форме. Именно, синусоидальная форма выходного напряжения является той целью, ради которой и разрабатываются генераторы синусоидальных колебаний. Уменьшение нелинейных искажений в первой схеме достигается благодаря нескольким факторам:

- отсутствию в ней синфазных искажений, т. к. вход усилителя работает при весьма малых сигналах, в отличие от новой схемы, в которой оба входа усилителей находятся под напряжениями равными выходным напряжениям, что может приводить к появлению искажений. Известно, что усилители типа *CFOA* имеют сравнительно малый коэффициент подавления синфазного напряжения;
- уменьшение влияния повторителей напряжений, т. к. они охвачены местной отрицательной обратной связью. Дело в том, что повторители являются выходным каскадом в структуре обычных усилителей с потенциальной обратной связью, поэтому в первой – классической схеме влияние их искажений на искажения выходного напряжения эффективно снижается обратной связью. В новой схеме повторители напряжений, входящие в структуру *CFOA*, оказываются в контуре положительной обратной связи, поэтому искажения не подавляются.

Для подтверждения этого утверждения был проведён эксперимент по измерению коэффициентов высших гармоник – выходных интеграторов. Для эксперимента в качестве усилителей выбраны усилители типа *AD844* при напряжении питания ± 10 В, резисторы с сопротивлениями 20 кОм и конденсаторы с ёмкостью 0,03285 мкФ. Измерения проведены при частоте 200 Гц и амплитуде выходного напряжения 5 В. В эксперименте использован генератор ГС–50 ($K_r < -120$ дБ) и режекторный фильтр с частотой режекции 200 Гц. Результаты эксперимента представлены в табл. 1.

Таблица 1. Сравнение интеграторов по уровню высших гармоник, дБ

Коэффициенты гармоник	Интегратор на DA1, R4, C2, рис. 5, а	Интегратор на DA2, R3, C2, рис. 5, б
$K_{2г}$	-85,3	-68,9
$K_{3г}$	-90,4	-57,8
$K_{4г}$	-94,2	-80,5

Как видно из табл. 1, по уровню коэффициента гармоник явное преимущество имеет классический интегратор. Его искажения на 14...30 дБ меньше.

Другим важным преимуществом КС на *CFOA*, которое отмечается в материалах фирмы – изготовителя, являются их лучшие частотные свойства. Эти усилители при использовании потенциального выхода (вывод 6 на рис. 1) имеют широкий диапазон усиливаемых частот (до 20 МГц). Посмотрим, можно ли реализовать это преимущество в КС при использовании токового выхода.

Для применения *CFOA* с токовым выходом (вывод 5) важно знать нагрузочную способность этого выхода. Изготовитель усилителя [1] гарантирует предельное значение входного тока по инвертирующему x входу не более 5 мА. Таким же будет значение предельного тока по выходу z . Экспериментальное исследование максимального значения выходного тока по выходу z , при котором наступает ограничение сигнала по току, даёт следующие значения: $I_{max} = 2,5$ мА при напряжении питания ± 10 В и $I_{max} = 3,5$ мА при ± 15 В. При подключении к токовому выходу внешних элементов ток в них ограничивается именно этими максимальными значениями. Ограничение по току приводит к ограничению возможной амплитуды выходного напряжения интегратора на данной частоте. Рассчитаем зависимость амплитуды выходного напряжения интегратора от частоты колебаний. Связь между этими величинами с учётом синусоидальной формы колебаний даётся формулой $I_{max} = 2\pi f C U_m$. Эта формула связывает предельное значение тока, амплитуду выходного напряжения интегратора, частоту и ёмкость конденсатора.

Определим с помощью этой формулы можно, ли реализовать потенциальные частотные свойства усилителя в схеме интегратора. По данным изготовителя [1] на частоте 20 МГц на потенциальном выходе может быть получено напряжение 20 В пик-пик. При синусоидальной форме это напряжение соответствует удвоенной амплитуде выходного напряжения равной 10 В. Подставим эти значения в последнюю формулу и определим возможное значение ёмкости конденсатора интегратора при этой частоте и амплитуде напряжения по формуле $C = I_{max} / 2\pi f U_m$. Расчётное значение ёмкости конденсатора интегратора равно 5,6 пФ. Это значение слишком мало для частото задающей ёмкости и сравнимо с выходной паразитной ёмкостью токового выхода (4,5 пФ), поэтому не может рассматриваться как ёмкость интегратора. Реальные возможные значения должны выбираться с учётом допустимой погрешности частоты колебаний в пределах 1...2 %, т. е. в пределах 500 пФ. На рис. 6 представлены зависимости максимальной амплитуды выходного напряжения от частоты сигнала и ёмкости интегратора. По графикам, зная значение ёмкости конденсатора интегратора и частоту колебаний, легко определить максимально возможное значение амплитуды выходного напряжения. Если уменьшить амплитуду колебаний до уровня 5 В, то можно говорить о предельной частоте колебаний только порядка 200 кГц.

Таким образом, реализовать предельные частотные свойства усилителя в схемах КС на *CFOA* при ёмкостной нагрузке токового выхода и амплитудах выходных колебаний порядка 5 В не удастся.

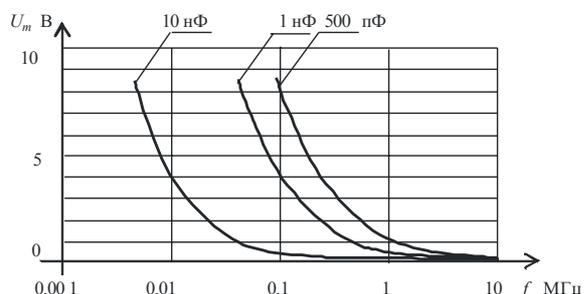


Рис. 6. Зависимости максимальной амплитуды выходного напряжения от частоты сигнала и ёмкости интегратора

Сравнение основных параметров КС на двух интеграторах приведено в табл. 2.

Таблица 2. Сравнение схем на двух интеграторах

Сравнение колебательных систем		
Параметры	Рис. 5, а	Рис. 5, б
Количество усилителей	3	2
Количество пассивных элементов	7	5
Выходы	0°, -90°, -180°	0°, 90°
Коэффициент гармоник, дБ	-(85...94)	-(58...80)
Частотный диапазон в КС на <i>CFOA</i> , МГц	до 0,2	до 0,2

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Analog Devices: 60 MHz, 2000 V/ μ s Monolithic Op Amp AD844. 2011. URL: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD844.pdf (дата обращения: 01.03.2011).
2. Burr-Brown: Wide-Bandwidth Operational Amplifier OPA622. 2011. URL: <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa622.pdf> (дата обращения: 01.03.2011).
3. Рыбин Ю.К. Электронные устройства. – Томск: Изд-во «Печатная мануфактура», 2002. – 264 с.

Основное преимущество, присущее схемам КС на *CFOA*, которое отмечают авторы [4, 5], это возможность соединения *RC* элементов управления частотой и амплитудой колебаний с общим проводом. Это, конечно, важное преимущество, но оно не является сегодня определяющим, т. к. время, когда для перестройки частоты использовались громоздкие механические сдвоенные конденсаторы и потенциометры, уже закончилось. Сегодня для управления частотой используются цифроаналоговые преобразователи и конденсаторы с электронным переключением, где эта проблема уже не так актуальна.

Выводы

Применение усилителей с токовой обратной связью (*CFOA*) в колебательных системах генераторов вместо усилителей с потенциальной обратной связью приводит к:

- сужению диапазона генерируемых частот при равных амплитудах колебаний;
- увеличению погрешности частоты колебаний;
- увеличению гармонических искажений.

Колебательная система генератора электрических сигналов с использованием усилителей *CFOA* не имеет существенных преимуществ, а по уровню гармоник и частотным свойствам даже уступает известным колебательным системам на традиционных усилителях.

4. Abuelmatti M.T. Identification of a class of two *CFOA* – based sinusoidal *RC* oscillators // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. DOI 10.1007/s10470-010-9497-1.
5. Soliman A.M. Current feedback operational amplifier based oscillators // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. – 2000. – V. 23. – P. 45–55.

Поступила 01.03.2011 г.