

УДК 621.373.54

DOI: 10.46548/21vek-2021-1055-0001

## УПРАВЛЕНИЕ ЧАСТОТОЙ КОЛЬЦЕВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

©2021

**Чулков Валерий Александрович**, доктор технических наук, доцент,  
заведующий кафедрой «Биомедицинская инженерия»

*Пензенский государственный технологический университет*

*(440039, Россия, Пенза, проезд Байдукова/ул. Гагарина, д. 1а/11, e-mail: chu@penzgtu.ru)*

**Аннотация.** Статья посвящена анализу существующих и перспективных схем кольцевых генераторов импульсов с электронным управлением частотой колебаний, необходимых в устройствах передачи и обработки информации. По обобщенной формуле частоты колебаний кольцевого КМОП генератора указаны пути ее регулирования изменением параметров перезаряда емкостей нагрузки его каскадов. Проведен анализ отдельных схемных решений для широкодиапазонного регулирования частоты. Наряду с традиционным способом обеднения тока КМОП инверторов, представлены альтернативные решения, в том числе использующие двунаправленные ключи в межкаскадных связях генератора, регулирование емкостей нагрузки каскадов, изменение питающих напряжений и напряжений смещения подложек МОП транзисторов, а также построение многоконтурных кольцевых генераторов с опережающей фазовой интерполяцией.

**Ключевые слова:** кольцевой генератор, импульс, задержка, элемент, фазовая интерполяция, модуляционная характеристика.

## RING OSCILLATOR FREQUENCY CONTROL

©2021

**Chulkov Valery Alexandrovich**, doctor of technical sciences, associate professor,  
head of the department of Biomedical Engineering

*Penza State Technological University*

*(440039, Russia, Penza, Baydukov passage / Gagarina street, 1a / 11, e-mail: chu@penzgtu.ru)*

**Abstract.** The article is devoted to analysis of existing and promising circuits of ring pulse oscillators with electronic control of oscillation frequency required in information transmission and processing devices. According to the generalized formula of the oscillation frequency of the ring CMOS oscillator, the ways of its regulation by changing the parameters of recharging the its cascades load capacities are showing. Analysis of individual circuit solutions for wide-band frequency control was carried out. Along with the traditional current starving method in CMOS inverters, alternative solutions are presented, including using bidirectional keys in the inter-stage connections of the oscillator, controlling the load capacities of the cascades, changing the supply voltages and displacement voltages of the MOS transistor substrates, as well as constructing multi-circuit ring oscillators with ahead phase interpolation.

**Key words:** ring oscillator, pulse, delay, element, phase interpolation, modulation characteristic.

**Введение.** Генераторы импульсов с электронной перестройкой частоты применяются во многих телекоммуникационных и измерительных устройствах и системах, в том числе в цифровых преобразователях информации, системах синхронизации с автоподстройкой фазы (PLL – Phase Lock Loop) и задержки (DLL – Delay Lock Loop), синтезаторах частоты, точных измерителях однократных интервалов времени и пр. В последние десятилетия развитие полупроводниковых технологий дало возможность усовершенствовать схемотехнику кольцевых генераторов импульсов (КГ), снабдив их средствами управления, снимающими проблему нестабильности частоты. К достоинствам КГ, представляющих собой цепочку цифровых элементов задержки (ЭЗ) с инверсной обратной связью, относятся естественное сопряжение с цифровым ядром СБИС, отсутствие внешних хронизирующих элементов, способность работать в широком диапазоне частот вплоть до нескольких ГГц [1, 2]. В последние годы появилось множество сообщений о новых разработках устройств на основе КГ, все разнообразие способов управления которыми можно разделить на аналоговые и цифровые. По первому из них

выполняется регулирование на уровне составляющих КГ элементов, а по второму – как на уровне элементов, так и на уровне структуры генератора без воздействия на отдельные каскады.

**Целью** настоящей работы является обзор публикаций и сравнительный анализ новых способов электронной перестройки частоты КГ.

В общем виде управляющая (модуляционная) характеристика КГ для аналогового способа управления может быть представлена выражением

$$f = f_0 + S_f U_y, \quad (1)$$

где  $f_0$  – центральная частота колебаний,  $S_f$  (Гц/В) – крутизна модуляционной характеристики,  $U_y$  – управляющее напряжение. При цифровом способе управления крутизна модуляционной характеристики – это приращение частоты на единицу управляющего кода  $D$ , значение которого располагается в пределах от 0 до  $(2^n - 1)$ , где  $n$  – разрядность кода, а сама характеристика может быть представлена в виде

$$f = f_0 + S_f (D - 2^{n-1}). \quad (2)$$

Здесь крутизна  $S_f$  (Гц) определяется отношением  $S_f = \Delta f / 2^n$ , где  $\Delta f = f_{\max} - f_{\min}$  – полный диапазон перестройки частоты. При изменении управляющего кода

от 0 до  $(2^n-1)$  частота меняется от  $f_{\min} = f_0 - \Delta f/2$  до  $f_{\max} = f_0 + \Delta f/2$ . Выражения (1), (2) предполагают линейность характеристики, которая не всегда достижима в полном диапазоне перестройки частоты, однако вполне приемлемо в окрестностях рабочей точки характеристики при анализе динамики схемы.

В настоящей работе обобщаются сведения о способах аналогового управления частотой колебаний кольцевых генераторов импульсов.

**Материалы и результаты исследования.** Способы аналогового управления частотой колебаний КГ базируются на сопряженном изменении времени задержки составляющих его каскадов и зависят от их конкретного исполнения. Сопоставляя формулы, описывающие частоту колебаний КГ в зависимости от параметров его компонентов, определяющих процесс перезаряда времязадающей емкости [3], можно прийти к общему выражению

$$f = \frac{I_c}{2N\Delta U_c C_H}, \quad (3)$$

где:  $C_H$  – хранирующая емкость (емкость нагрузки элемента задержки – каскада КГ),  $I_c$  и  $\Delta U_c$  – ток перезаряда емкости  $C_H$  и размах напряжения на ней,  $N$  – число каскадов КГ. Откуда следует, что для управления частотой колебаний необходимо либо регулировать ток перезаряда емкости нагрузки каждого ЭЗ, либо изменять емкость нагрузки ЭЗ, либо перестраивать размах формируемого ЭЗ напряжения.

На рисунке 1 представлена схема управляемого КГ с обеднением тока смещения, (в англоязычной литературе способ получил название *current starving* [4]). В этой схеме комплементарные МОП-транзисторы каждого каскада  $T_{pi}$  и  $T_{ni}$  с каналами соответственно  $n$  и  $p$

типов составляют инвертор, а МОП-транзисторы  $T_{bpi}$  и  $T_{bni}$  служат источниками тока для инвертора. Равенство по модулю токов  $I_b$  этих источников обеспечивает токовое зеркало, построенное на транзисторах  $T_{bn8}$ ,  $T_{bn9}$  и  $T_{bp8}$ . Благодаря малой величине тока смещения  $I_b$  транзисторы работают вблизи подпороговой области и следовательно, обеспечивается низкое энергопотребление схемы. Изменяя управляющий ток, можно одновременно в каждом каскаде изменять время заряда и разряда емкости СН затвора следующего каскада, и, следовательно, частоту колебаний КГ в соответствии с (3). Как и для любой схемы с КМОП инверторами, мощность потребления пропорциональна рабочей частоте.

Широкий диапазон перестройки частоты колебаний вплоть до весьма низких частот, характерных, например, для биотелеметрии, достигается при использовании управляемых аналоговых ключей в качестве регулируемых резисторов в межкаскадных связях КГ на основе цепи инверторов, при которых каждый каскад представляет элемент задержки с двунаправленным МОП ключом [5, 6]. Принципиальная схема трехкаскадного КГ данного типа, изображенная на рисунке 2, состоит из объединенных в кольцо элементов задержки с межкаскадными управляемыми сопротивлениями.

Управляющее напряжение  $U_y$  подается на затворы  $n$ -канальных транзисторов двунаправленных ключей непосредственно, а на затворы  $p$ -канальных транзисторов – через согласующий каскад (СК), который вырабатывает напряжение  $(E - U_y)$ , т.е. то же управляющее напряжение, отсчитанное от уровня питающего напряжения.

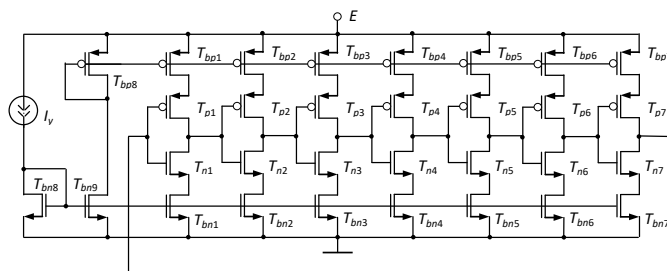


Рисунок 1 – Кольцевой генератор импульсов на инверторах с обеднением тока

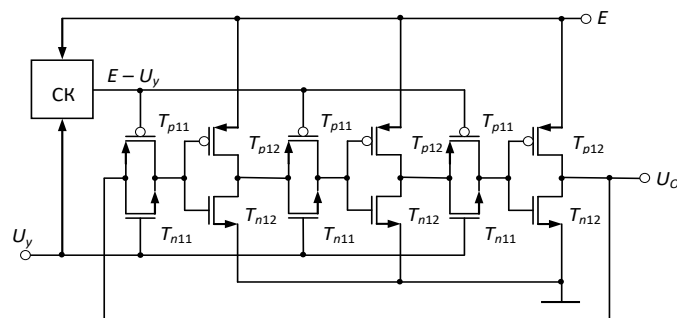


Рисунок 2 – Кольцевой генератор импульсов с управляемыми межкаскадными связями

Поскольку время задержки одиночного каскада в таком генераторе определяется эквивалентным сопротивлением ключа [7], то частоту можно представить следующим выражением:

$$f = \frac{K(U_y - U_t)^2}{2NEC_H \ln 2}, \quad (4)$$

где  $E$  – питающее напряжение,  $K$  и  $U_t$  – модули

удельной крутизны и порогового напряжения транзистора (полагаются одинаковыми по абсолютному значению для комплементарных  $n$ - и  $p$ -канальных транзисторов),  $U_y$  – управляющее напряжение. Полагая диапазон управляющего напряжения  $U_y = 0 \dots E$ , несложно убедиться, что верхняя граница диапазона перестройки частоты составляет  $f = K(E - U_t)^2 / (2NEC_H \ln 2)$ , нижняя граница при  $U_y \rightarrow U_t$  стремится к нулю. Результаты эксперимента, выполненного над подобной схемой, построенной по 0,18 мкм технологии при питающем напряжении 3,3 В [7, 8], подтверждают ожидаемые характеристики: частота колебаний регулируется в пределах от десятков герц до сотен мегагерц – для управляющего напряжения 0,4 В и 3 В частота составила соответственно от 8 МГц до 454 МГц [8].

Близким по сущности к этому способу является способ, при котором изменяется величина емкостной нагрузки каждого каскада генератора, для чего могут использоваться емкости варакторов или участков затвор-канал МОП транзисторов (рис. 3а, 3б).

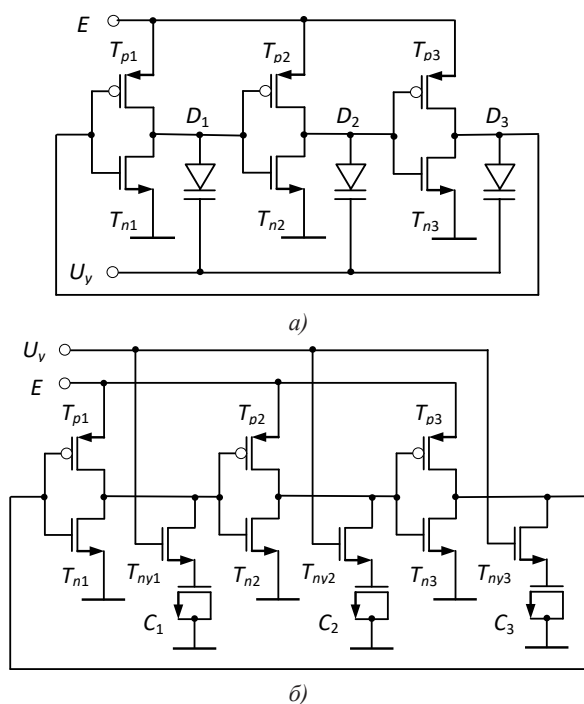


Рисунок 3 – Варианты схем КГ с управляемой емкостью нагрузки в виде варактора (а) и емкости затвора транзистора (б)

Варактор (варикап) представляет собой по сути  $p$ - $n$  переход, полная ёмкость определяется суммой барьерной и диффузионной ёмкостей. При прямом смещении ёмкость в основном определяется диффузионной составляющей, возрастающей при увеличении напряжения смещения, а при обратном смещении перехода ( $U < 0$ ) равна барьерной ёмкости, которая уменьшается с ростом напряжения по степенному закону

$$C_\phi(U) = C_\phi(1 - U/\phi_k)^{-\lambda},$$

где:  $C_\phi$  – максимальное значение емкости при  $U=0$ ,  $\phi_k$  – контактная разность потенциалов,  $\lambda$  – показатель степени, зависящий от распределения примеси

в полупроводниковой структуре ( $\lambda > 0$ ). Варактор в каждом каскаде КГ включен параллельно входной емкости следующего каскада, его емкость составляет часть общей емкости нагрузки. Типичное значение емкости  $C_\phi$  варактора обычно располагается в пределах от долей до единиц пикофард, что соизмеримо с входной емкостью инвертора. Поэтому, хотя коэффициент перекрытия по емкости варактора может достигать нескольких десятков, диапазон перестройки частоты колебаний КГ с варакторным управлением зависит от соотношения емкостей варактора и нагрузочного инвертора и на практике не превышает октавы.

На рисунке 3б показан вариант схемы трехкаскадного КГ, перестройка частоты колебаний которого осуществляется путем изменения постоянной времени перезаряда емкости нагрузки инвертора, роль которой возложена на емкость затвор-канал МОП транзистора. Эта емкость определяется конструктивными параметрами транзисторов – длиной канала и толщиной подзатворного окисла, а также степенью частичного перекрытия областей затвор-исток и затвор-сток, принципиально необходимого у транзисторов с индуцированным каналом. Очевидно, что эта емкость того же порядка, что и входная емкость инвертора нагрузки, поэтому даже при полностью открытом управляющем транзисторе  $T_{ny}$  общая емкость нагрузки увеличится не более, чем на 50%, что ограничивает диапазон перестройки частоты. Впрочем, сочетание этого метода с другими, например с обеднением тока, способно расширить диапазон перестройки на несколько порядков [9].

Так как частота колебаний КГ зависит и от питающего напряжения, которое в КМОП инверторе можно изменять в широких пределах без нарушения работоспособности, то это свойство также можно использовать для управления частотой колебаний [10]. В схеме, показанной на рисунке 4 задержка инверторных каскадов регулируется путем уменьшения напряжения источника питания  $E$  до уровня  $E^*$  с помощью транзистора  $T_p$ , сопротивление канала которого зависит от управляющего напряжения  $U_y$ . Фильтрующий конденсатор  $C_\phi$  сглаживает пульсации напряжения питания кольца  $E^*$ .

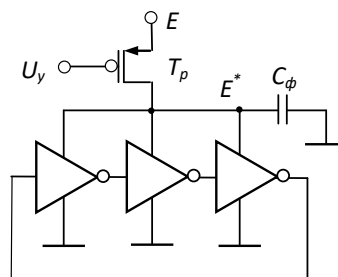


Рисунок 4 – Кольцевой генератор с управлением по питанию

Достоинство этого подхода заключается в относительно широком диапазоне перестройки частоты и очень высокой рабочей частоте, а недостаток – в том, что сигналы с меньшим размахом более подвержены

джиттеру. Еще одним недостатком является необходимость восстановления уровней логических сигналов до их полного размаха, требуемого для сопряжения с внешними устройствами, для этого на выходе КГ следует включать специальный буферный каскад.

Кроме того, как установлено экспериментальным путем [11], перестройку частоты в достаточно широком диапазоне можно осуществить, изменяя как напряжение питания, так и напряжения смещения подложек МОП транзисторов в инверторах. Схема генератора, конфигурация которой показана на ри-

сунке 5, состоит из нечетного числа каскадов ( $T_{p1}, T_{n1}$ ), нагруженных на эквивалентные входные емкости инверторов ( $C_i$ ). Объединенные подложки р-канальных транзисторов подключены к источнику напряжения смещения  $U_p$ , а подложки  $n$ -канальных транзисторов – к источнику  $U_n$ .

Как показано в цитированной работе, возможны варианты управления как воздействием на подложки транзисторов одного типа проводимости, так и совместным и сопряженным воздействием на подложки транзисторов обоих типов.

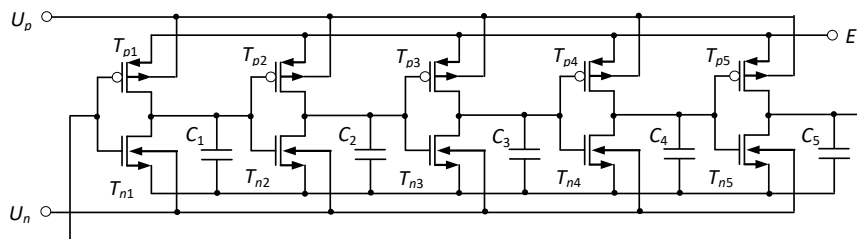


Рисунок 5 – Кольцевой генератор с управлением по питанию и смещению подложек транзисторов

Графики типичных зависимостей частоты  $f$  от напряжения питания  $E$  при разных сочетаниях смещения подложек, полученные при моделировании схемы, построенной по 0,18 мкм технологии КМОП, и показанные на рисунке 6 ( $1 - U_p = 1,9$  В,  $U_n = -0,1$  В;  $2 - U_p = 2,4$  В,  $U_n = -0,6$  В;  $3 - U_p = 3,3$  В,  $U_n = -1,5$  В) демонстрируют близкие к линейной модуляционные характеристики при перестройке частоты в несколько раз.

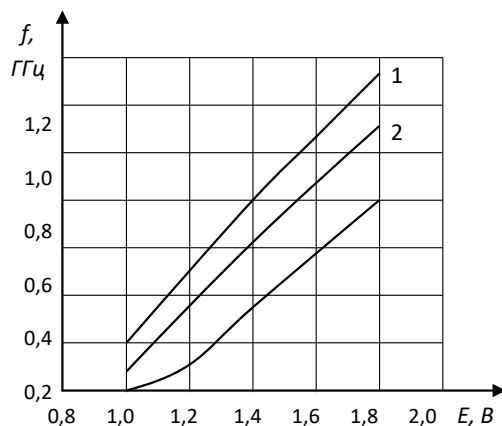


Рисунок 6 – Зависимость частоты от напряжения питания

Поскольку рабочий диапазон частот кольцевых генераторов напрямую связан с топологическими нормами КМОП процесса – при уменьшении размеров компонентов уменьшаются емкости приборов и межсоединений, то управляемые КГ для работы в высокочастотных системах связи обычно выполняются по субмикронным процессам, а в качестве элементов задержки применяются дифференциальные элементы. Кроме того, парафазные дифференциальные кольцевые генераторы гораздо менее подвержены шумам и сбоям в работе по сравнению с однофазными генераторами, причем в них достигается более высокие частоты колебаний. В дифференциальных кольцевых

генераторах фазовый шум можно сократить, увеличивая количество каскадов кольцевого генератора. На рисунке 7а показана трехкаскадная схема КГ [12], выполненная в виде цепи дифференциальных каскадов с общей положительной обратной связью по кольцу.

Схема дифференциального элемента задержки (рис. 7б) включает пару  $p$ -канальных транзисторов  $T_{p1}$  и  $T_{p2}$  в цепях стоковой нагрузки дифференциального каскада на  $n$ -канальных транзисторах  $T_{n1}$  и  $T_{n2}$ , работающих в области насыщения. Транзисторы  $T_{p1}$  и  $T_{p2}$  с каналами  $p$ -типа работают в режимах от глубокой триодной области до области насыщения, управляющее напряжение  $U_y$  между их затворами и истоками варьируется, чтобы получить желаемую выходную частоту колебаний. Транзистор  $T_{n3}$  – это транзистор с  $n$ -каналом, работающий в области насыщения, он выполняет функцию источника постоянного тока смещения дифференциального каскада, величина которого определяется напряжением смещения  $U_{cm}$ . Поскольку транзисторы нагрузки  $T_{p1}$  и  $T_{p2}$  работают в триодной области, то каждый из них может рассматриваться как переменный резистор, управляемый напряжением  $U_y$ . Когда  $U_y$  возрастает, сопротивление каналов транзисторов  $T_{p1}$  и  $T_{p2}$  увеличивается, что приводит к увеличению выходной постоянной времени элемента и соответствующему понижению частоты колебаний генератора.

Частота генерируемых импульсов определяется уравнением  $f=1/2Nt_D$ , в котором время задержки одного каскада оценивается как

$$t_D \cong \frac{C_H}{\mu_p C_{ox} \left( \frac{W}{L} \right) (E - U_y - U_t)},$$

где:  $C_H$  – емкость нагрузки каскада;  $C_{ox}$  – оксидная емкость затвора на единицу площади;  $\mu_p$  – эффективная подвижность носителей заряда;  $W/L$  – ширина и длина канала транзистора  $T_{p1}$  ( $T_{p2}$ ),  $U_t$  – его пороговое напряжение;  $E$  и  $U_y$  – напряжения питания и управления. Экспериментальное исследование дифференци-



ального КГ, выполненного по 50 нм технологии [12], при питании 1,2 В и изменении управляющего напряжения в пределах 0,5 ... 0,9 В показало, что частота колебаний изменяется в диапазоне от 11,6 до 0,8 ГГц, потребляемая мощность не превышает 79 мкВт.

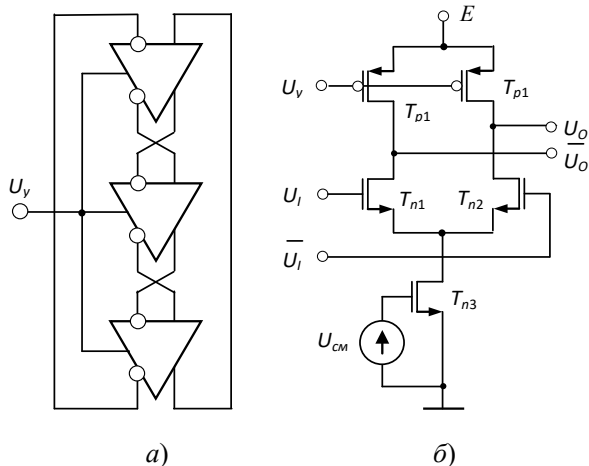


Рисунок 7 – Управляемый кольцевой генератор на дифференциальных каскадах

Дополнительные возможности регулирования частоты КГ предоставляет замена элементов задержки в его каскадах элементами фазовой интерполяции и организация в нем множественных контуров опережающей интерполяции (ФИ) [13 – 15]. Дополнительные обратные субсвязи в основном контуре КГ ускоряют или замедляют процесс продвижения сигнала по контуру в соответствии с индексами обратной связи. Основная идея управления частотой в многоконтурном генераторе состоит в образовании между двумя опорными колебаниями каждого элемента ФИ третьего выходного колебания, позицию которого внутри опорного интервала (ось интерполяции) можно изменять воздействием управляющего напряжения.

Примером схемы подобного КГ может служить схема, показанная на рисунке 8 [16, 17]. Каждый из составляющих схему нечетного числа инвертирующих каскадов представляет собой элемент ФИ, который упрощенно можно представить как двухвходовой элемент задержки с взвешенным суммированием опорных колебаний  $X$  и  $Y$ . Условием образования интерполирующего колебания  $Z$  является перекрытие во времени фронтов опорных колебаний. Ось интерполяции, от которой отсчитывается задержка  $t_{D0}$  выходного колебания, располагается между фронтами опорных колебаний, ее положение зависит от управляющего напряжения  $U_y$ , в результате время задержки выходного сигнала будет

$$t_z = \alpha t_x + (1 - \alpha) t_y + t_{D0}, \quad (5)$$

где  $\alpha = U_y / E \in 0..1$  – коэффициент управления, определяющий «веса» опорных сигналов,  $E$  – питающее напряжение,  $t_{D0}$  – время задержки базового инвертора в элементе ФИ. Элемент ФИ в упрощенном виде можно представить инвертором с потенциометром, определяющим «удельные веса» входных сигналов, фронтов (спадов) опорных сигналов.

Диапазон регулирования частоты зависит от количества каскадов генератора, границы диапазона соответствуют предельным значениям коэффициента управления  $\alpha=0$  и  $\alpha=1$ . Характер модуляционной характеристики – зависимости частоты генерируемых колебаний от управляющего напряжения также зависит от числа каскадов схемы, монотонная характеристика получается, если число каскадов кратно трем. Если предположить линейность модуляционной характеристики, то ее можно представить как

$$f(\alpha) = \frac{1}{2[N_{\alpha=1} - (1 - \alpha)(N_{\alpha=1} - N_{\alpha=0})]t_{D0}}. \quad (6)$$

В показанной схеме количество каскадов равно девяти (рис. 8). При управляющем воздействии  $\alpha=1$  в соответствии с (5) замкнуто основное кольцо генератора, состоящее из девяти элементов ФИ. Субсвязи, по существу, отсутствуют, поэтому частота равна

$$f_{\min} = 1/2N_{\alpha=1}t_{D0} = 1/18t_{D0}. \quad (7)$$

По мере уменьшения управляющего воздействия  $\alpha \rightarrow 0$  и элемент ФИ осуществляет взвешенное суммирование своих опорных сигналов, при этом его задержка отсчитывается от оси интерполяции и сокращается. Частота импульсов возрастает и достигает максимума при  $\alpha=0$ , когда связи между каскадами по основному кольцу размыкаются, и образуются три формально независимых трехкаскадных генератора (на элементах 1, 4, 7, элементах 2, 5, 8 и элементах 3, 6, 9 соответственно), каждый из которых генерирует колебания с частотой  $f_{\max} = 1/2N_{\alpha=0}t_{D0} = 1/6t_{D0}$ . Таким образом, в схеме достигается трехкратный диапазон плавного регулирования частоты колебаний, что подтверждено моделированием устройства в среде LTSpice4 [18].

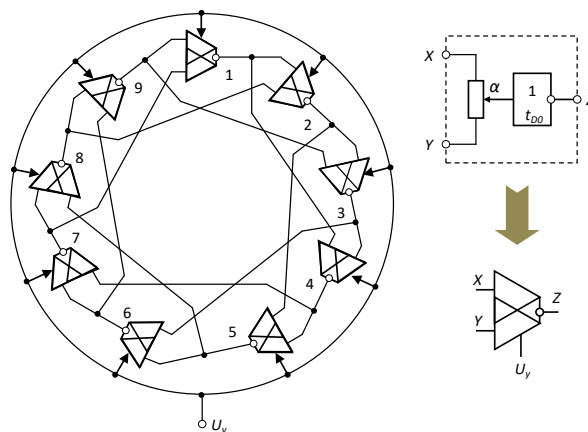


Рисунок 8 – Управляемый многосвязный КГ с опережающей ФИ

**Заключение.** Проведен анализ схемотехнических решений кольцевых генераторов импульсов с электронным аналоговым управлением частотой колебаний, пригодных для построения заказных интегральных схем. На основании обобщенного выражения частоты колебаний кольцевого КМОП генератора показаны способы управления частотой путем воздействия на цепи перезаряда емкостей нагрузки каскадов. Рассмотрены отдельные схемные решения, в том числе методы широкодиапазонного регулирова-

ния частоты способом обеднения тока КМОП инверторов. Представлены эффективные способы, базирующиеся на использовании двунаправленных ключей в межкаскадных связях генератора, на регулировании емкостей нагрузки каскадов, изменении питающих напряжений и напряжений смещения подложек МОП транзисторов, а также на замене инверторов элементами фазовой интерполяции в генераторах с множественными обратными связями.

пульсов / В.А. Чулков, С.А. Нестеренко // Известия вузов. Приборостроение. – 2013. – Т. 56, № 10. – С. 58 – 63.

*Статья поступила в редакцию 28.06.2021*

*Статья принята к публикации 15.09.2021*

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ:

1. Чулков, В.А. Управляемые кольцевые генераторы импульсов в технике синхронизации / В.А. Чулков // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – № 1(41). – С. 30 – 42.
2. Чулков, В.А. Кольцевые генераторы импульсов в цифровых преобразователях информации / В.А. Чулков // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. – 2019 – Том: 62, № 1 – С. 5 – 22.
3. Чулков, В.А. Интерполирующие устройства синхронизации и преобразователи информации. – М.: Физматлит. 2010. – 324 с.
4. Nayak, R. Low power ring oscillator for IoT applications / R. Nayak, I. Kianpoor, P.G. Bahubalindrani // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. – November 2017 – Vol. 93(2). – P. 257 – 263.
5. Бутаев, М.М. Управляемые КМОП элементы задержки для интерполирующих преобразователей информации / М.М. Бутаев, В.А. Чулков // Вопросы радиоэлектроники, сер. ЭВТ. – 2010. – вып.5. – С. 130 – 140.
6. Gupta N. Voltage-Controlled Ring Oscillator for Low Phase Noise Application / Nisha Gupta // International Journal of Computer Applications. – January 2011. – Vol. 14, No. 5 – P. 23 – 27.
7. Hwang I.C., Kim C., Kang S.M. A CMOS Self-Regulating VCO with Low Supply Sensitivity. - IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.39, No.1, January 2004, pp.42-48.
8. Save, S. Performance Estimation of Voltage Controlled Ring Oscillator Designed For SOC Application / S. Save, B.K. Mishra // Procedia Computer Science. – December 2016. – Vol. 79. – P. 948 – 956.
9. R. Chebli, X. Zhao and M. Sawan. A Wide Tuning Range Voltage-Controlled Ring Oscillator dedicated to Ultrasound Transmitter / // Proceedings. The 16th International Conference on Microelectronics, 2004. ICM 2004. – P.
10. John A. McNeill, David S. Ricketts. The Designer's Guide to Jitter in Ring Oscillators. – Springer US. – 2008. – 276 p. [Электронный ресурс]. – Режим доступа URL <https://link.springer.com/content/pdf/bfm%3A978-0-387-76528-0%2F1.pdf> (дата обращения 7.04.2021).
11. Kumar, M. Low Power Voltage Controlled Ring Oscillator Design with Substrate Biasing / M. Kumar, S.K. Arya, S. Pandey // International Journal of Information and Electronics Engineering, Vol. 2, No. 2, March 2012. – P. 156 – 159.
12. Singh, G. Design of Wide Tuning Range and Low Power Dissipation of VCRO in 50nm CMOS Technology / G. Singh, M.S. Angurana // International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering. – May 2014. – Vol. 3, Issue 5. – P. 9675 – 9679.
13. Sun, L. A Quadrature Output Voltage Controlled Ring Oscillator Based on Three-Stage Sub-feedback Loops / L. Sun, T. Kwasniewski, K. Iniewski // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – August 1999. – Vol. 2, 39(1). – P. 176 – 179.
14. Lee S.-J., Kim B., Lee K. A Novel High-Speed Ring Oscillator for Multiphase Clock Generation Using Negative Skewed Delay Scheme // IEEE journal of solid-state circuits, Vol. 32, No. 2, February 1997, P.289-291.
15. Sun L., Kwasniewski T. A. A 1.25-GHz 0.35-μm Monolithic CMOS PLL Based on a Multiphase Ring Oscillator // IEEE journal of solid-state circuits, Vol. 36, No. 6, June 2001, P.910-916.
16. Управляемый кольцевой генератор импульсов. – Патент РФ №2546073 / Чулков В.А. – 20141121/08; заявл. 28.03.2014; опубл. 10.04.2015, Бюл. № 10. – 9 с.
17. Чулков, В.А. Управляемый кольцевой генератор им-