

Д. т. н. В. Г. ВЕРБИЦКИЙ, Т. М. ВИРОЗУБ,
А. Ф. ВОЩИНКИН, к. т. н. В. И. ЗОЛОТАРЕВСКИЙ,
В. Л. САМОТОВКА¹, Л. И. САМОТОВКА

Украина, г. Киев, НИИ микроприборов, ¹НТУУ «КПИ»
E-mail: samotovka@imd.org.ua

Дата поступления в редакцию
29.11 2010 г.

Оппонент д. т. н. В. В. Баранов
(БГУИР, г. Минск)

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КМОП ИС ДЛЯ ГЕНЕРАТОРОВ С КВАРЦЕВОЙ СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ЧАСТОТЫ

Разработанные КМОП ИС позволяют получать малый динамический ток через кварцевый резонатор генератора, высокий показатель симметрии импульсов, стабильность токов потребления в широком диапазоне температур.

Высокочастотные КМОП интегральные схемы для генераторов нашли широкое применение при построении современных вычислительных и управляющих цифровых устройств в качестве синхронизаторов работы всех цифровых блоков этих устройств.

Основными требованиями, предъявляемыми к генераторам с кварцевой стабилизацией частоты, являются широкий диапазон генерируемых частот; стабильность выбранной частоты; как правило, симметрия импульсов периода (цикла) на уровне половинного выходного напряжения; небольшой ток потребления; малое время нарастания и спада выходного на-

пряжения; возможность управления функцией трех состояний выходного каскада [1].

В настоящей работе приводятся схемотехнические и конструктивные решения двух вариантов высокочастотных КМОП ИС для генераторов с кварцевой стабилизацией частоты, учитывающие ограниченные технологические возможности их изготовления (рис. 1). Представленные ИС разработаны с целью улучшения ряда электрических параметров изделия [1], а именно:

- уменьшения динамического тока, протекающего через кварцевый резонатор;
- уменьшения тока потребления высокочастотной КМОП ИС как в режиме генерации, так и в режиме «выключено» (в третьем состоянии);
- расширения диапазона генерируемых частот;
- оптимизации симметрии импульсов выходного каскада;
- уменьшения времени перехода из рабочего режима (генерации импульсов) в нерабочее (высокоимпедансное) состояние и наоборот.

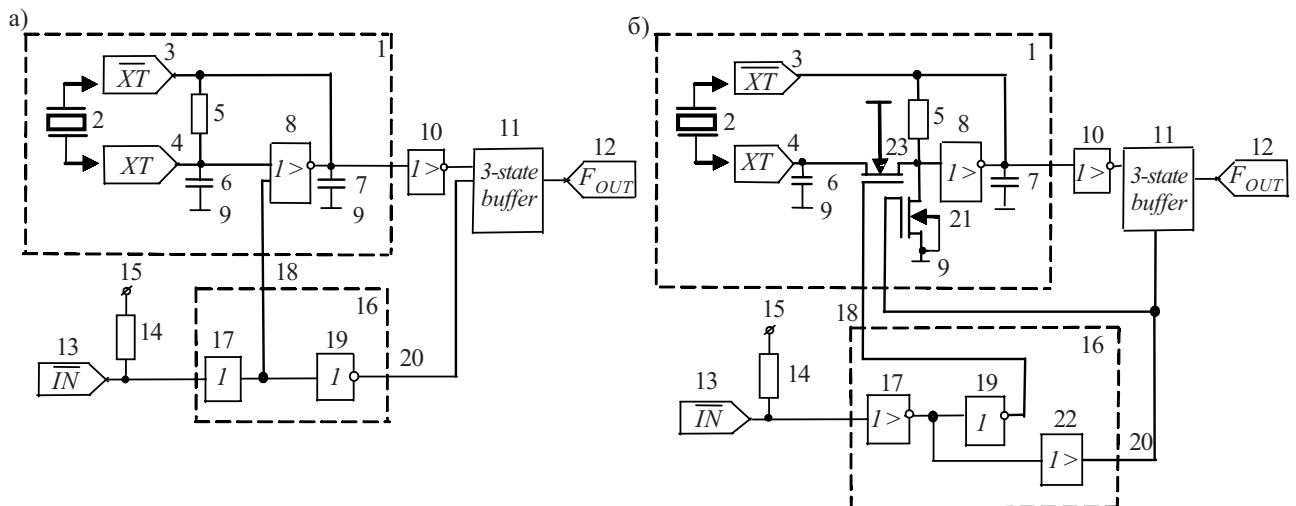


Рис. 1. Электрическая функциональная схема генератора УБ5701ГП01-4 с ИС первого (а) и второго (б) варианта исполнения:

1 — блок генерации, состоящий из элементов 2—9; 2 — кварцевый резонатор (G); 3, 4 — входные выводы для подключения кварцевого резонатора (XT , XT); 5 — сопротивление цепи обратной связи (R_{OC}); 6, 7 — конденсаторы (C_g , C_d) для настройки необходимой стабильной частоты; 8 — входной усилительный каскад; 9 — общий вывод; 10 — усилитель-формирователь импульсов; 11 — выходной буфер трех стабильных состояний; 12 — выход генератора (F_{OUT}); 13 — вывод управления блоком 16 (IN); 14 — входной резистор (резистор подтяжки) входного инвертора усилительного каскада 17 блока 16 (R); 15 — напряжение питания (U_{CC}); 16 — блок, обеспечивающий выбор режима работы генератора и функции состояния выходного каскада 11; 17, 19, 22 — логические усилители-формователи блока 16; 18, 20 — выходные выводы блока 16; 21, 23 — ключевые транзисторы ($T2n$, $T1n$), обеспечивающие режимы «генерация импульсов» и «третье состояние» для варианта 2

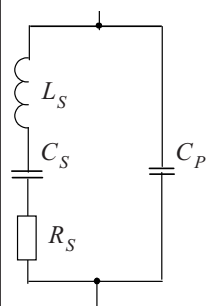


Рис. 2. Общепринятая эквивалентная схема кварцевого резонатора:
 L_S — динамическая индуктивность; C_S — динамическая емкость; R_S — сопротивление потерь; C_P — параллельная емкость

Выполнение требования по уменьшению мощности рассеивания в кварцевом резонаторе позволила улучшить (стабилизировать) температурно-частотную характеристику кварцевого генератора в целом, т. е. она определяется, в основном, значениями параметров L_S , C_S , R_S , C_P кварцевого резонатора (рис. 2) и его температурным режимом. Сопротивление потерь резонатора R_S обусловлено наличием прямого и обратного пьезоэффекта и резонансными свойствами пьезоэлемента, а параллельная емкость C_P обусловлена наличием межэлектродной емкости пьезоэлектрика, емкостью корпуса и монтажа. Температурный режим, в свою очередь, определяется той частью выходной мощности входного усилительного инверсного каскада 8 (рис. 1, рис. 3), которая выделяется в кварцевом резонаторе, включенном как одна из параллельных цепей обратной связи этого каскада.

Это позволило уменьшить температурную нестабильность частоты кварцевых генераторов (т. е. связанное с изменением температурного режима отклонение частоты от номинальной, измеренной при опорной температуре $25 \pm 2^\circ\text{C}$), а также старение (т. е. долговременную нестабильность частоты — зависимость «ухода» средней частоты кварцевого генератора от времени, что обусловлено временными изменениями параметров элементов генератора, в том числе параметров самого кварцевого резонатора).

Уменьшение, по сравнению с изделием, описанным в [1], мощности рассеивания в кварцевых резонаторах, обусловленное уменьшением токов потребления входных усилительных инверсных каскадов 8 блоков генерации 1 (рис. 1, 3), осуществлено путем уменьшения соотношений удельной крутизны характеристик p - и n -канальных транзисторов. В первом варианте высокочастотной КМОП интегральной схемы (рис. 1, а и рис. 3, а) — это транзисторы $T4p$, $T5n$, $T6n$, а во втором варианте (рис. 1, б и рис. 3, б) — это транзисторы $T5p$, $T6n$.

Конструктивное решение, позволяющее облегчить температурные режимы кварцевых резонаторов, привело к уменьшению коэффициентов усиления по напряжению $k_u = U_{\overline{XT}} / U_{XT}$ входных каскадов по сравнению с изделием [1]. Поэтому для обеспечения генерации симметричных импульсов в широком диапазоне частот (от 1,0 до 75 МГц) необходимо было обеспечить оптимальную чувствительность входных каскадов к изменению входного напряжения в режиме генерации и при этом увеличить коэффициент усиления вторых инверторов, являющихся входными каскадами в усилителях-формирователях импульсов,

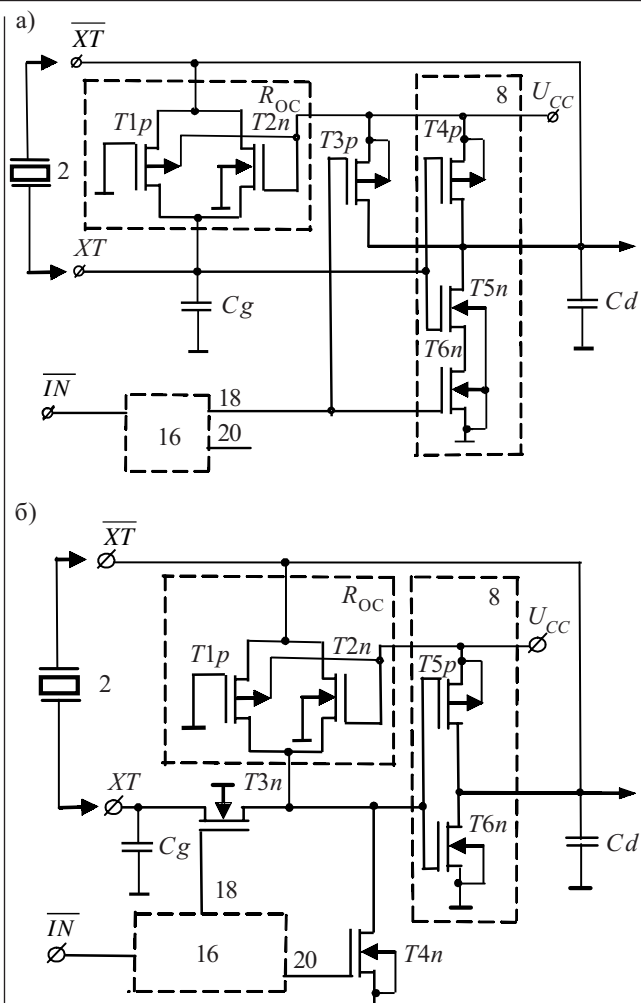


Рис. 3. Электрическая принципиальная схема блока генерации (блок 1 на рис. 1) для первого (а) и второго (б) вариантов исполнения (обозначения элементов соответствуют рис. 1)

скомпенсировав таким образом уменьшение коэффициента усиления входных каскадов.

Для обеспечения в обоих вариантах КМОП ИС высокой чувствительности входного каскада блока генерации к изменению напряжения на его входе в режиме генерации, а также с целью обеспечения благоприятных начальных условий для формирования наиболее симметричных импульсов необходимо, чтобы выбранная рабочая точка A на передаточной характеристике (рис. 4) каждого входного каскада в статическом режиме находилась посередине линейного участка на уровне $U_{CC} / 2 = U_{\overline{XT}} = U_{XT}$. Выполнение этого условия обеспечивается как наличием обратной связи (R_{OC}) во входных каскадах по постоянному напряжению через два МОП-транзистора p - и n -типов проводимости (соответственно $T1p$, $T2n$) с низкой удельной крутизной их ВАХ, так и топологическими размерами транзисторов, выбранными исходя из равенства токов стока, протекающих через них в режиме $U_{XT} = U_{\overline{XT}} = U_{CC} / 2$, т. е. $I_{cT4p} = I_{cT5n}$ (рис. 3, а) и $I_{cT5p} = I_{cT6n}$ (рис. 3, б) для первого и второго вариантов, соответственно. При этом для 1-го варианта дополнительным условием нахождения рабочей точки

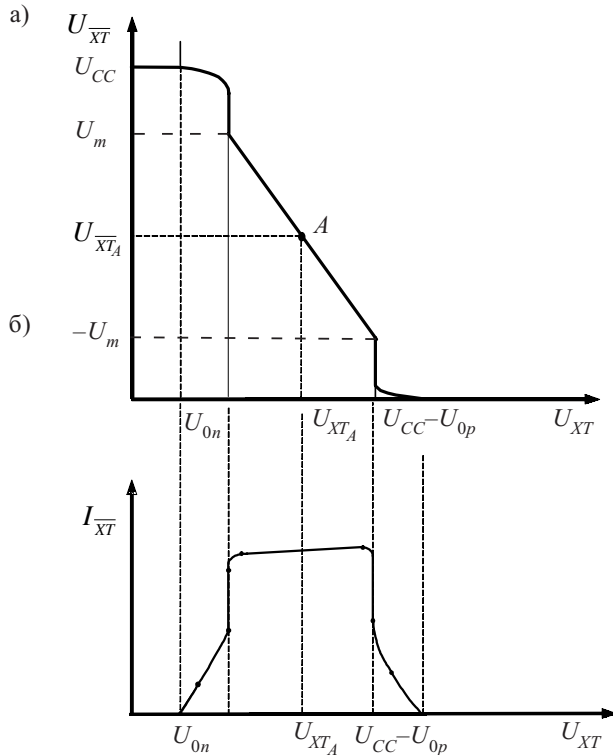


Рис. 4. Передаточная характеристика (а) и выходной ток в режиме генерации импульсов (б) входного усилительного инверсного каскада :

U_{0n} , U_{0p} — пороговое напряжение n - и p -канальных транзисторов, соответственно; $U_{XT_A} = U_{\overline{XT}_A} = U_{CC}/2$ — напряжение рабочей точки A

A является равенство сопротивления p -канального транзистора $T4p$ сумме сопротивлений n -канальных транзисторов $T5n$ и $T6n$.

Из анализа экспериментальной передаточной характеристики входного усилительного каскада (рис. 4) видно, что в динамическом режиме, т. е. в режиме генерации импульсов, стабилизированных кварцевым резонатором, в КМОП ИС обоих вариантов абсолютное значение амплитуды импульсов положительного $U_m - U_{\overline{XT}_A}$ и отрицательного $U_m - | -U_{\overline{XT}_A} |$ перепадов напряжения относительно рабочей точки $U_{\overline{XT}_A}$ значительно меньше величин $U_{CC} - U_{CC}/2$ и $U_{CC}/2 - 0$, соответственно.

Уменьшение по сравнению с изделием [1] мощности рассеивания в кварцевом резонаторе генератора, достигнутое путем уменьшения отношения ширины канала к его длине W_{p1}/L_{p1} и W_{n1}/L_{n1} соответственно p - и n -канальных транзисторов каскада 8, привело к некоторому уменьшению чувствительности генератора к изменению входного напряжения в режиме генерации, т. е. к уменьшению динамического коэффициента усиления по напряжению входного каскада k_{U1} . Для компенсации уменьшения k_{U1} и сохранения при этом высокой чувствительности к изменению входного напряжения в режиме генерации КМОП интегральными схемами в целом, а значит, и для обеспечения требуемого верхнего диапазона генерируемых частот (до 75 МГц), необходимым техническим решением стало увеличение чувстви-

тельности входного инвертора усилителя-формирователя импульсов 10 (см. рис. 1) к изменению выходного динамического напряжения каскада 8 путем увеличения отношения ширины канала к его длине W_{p2}/L_{p2} и W_{n2}/L_{n2} соответственно p - и n -канальных транзисторов входного инвертора усилителя-формирователя импульсов 10.

Для обеспечения нижнего диапазона генерируемых частот ($F_g \leq 1,0$ МГц) оптимальным конструктивным и схемотехническим решением было введение в обоих вариантах в цепь обратной связи блока генерации 1 двух КМОП-транзисторов ($T1p$ и $T2n$) с низкой удельной проводимостью или, другими словами, с большим суммарным сопротивлением R_{OC} , которое вместе с реактивными элементами является частью колебательного контура, стабилизированного кварцевым резонатором.

Выходные буферы 11 трех стабильных состояний обоих представленных вариантов высокочастотных КМОП ИС идентичны и состоят, как и в изделии [1], из собственно выходного каскада, представленного двумя последовательно соединенными КМОП-транзисторами Tr , Tn , а также из формирователей сигналов Fp и Fn , управляющих p - и n -канальными транзисторами, соответственно (рис. 5).

В изделии [1], с аналогичными формирователями, на затворы транзисторов Tr , Tn в режиме генерации синхронно поступают симметричные управляющие сигналы одинаковой полярности и амплитуды (меандры). В обоих рассматриваемых вариантах ИС с выходов формирователей Fp и Fn соответственно на затворы транзисторов Tr и Tn мощного выходного каскада буфера 11 также поступают управляющие сигналы одинаковой полярности и амплитуды. Но с целью уменьшения тока потребления этого каскада и уменьшения фронтов нарастания и спада выходных импульсов на выходе F_{OUT} в режиме генерации сигналы поступают с временными задержками благодаря конструктивным отличиям в реализации формирователей Fp , Fn . Задержку имеют как фронт спада сигнала с формирователя Fp по отношению к фронту спада сигнала с формирователя Fn (t_{zFp}), так и фронт нарастания сигнала с формирователя Fn по

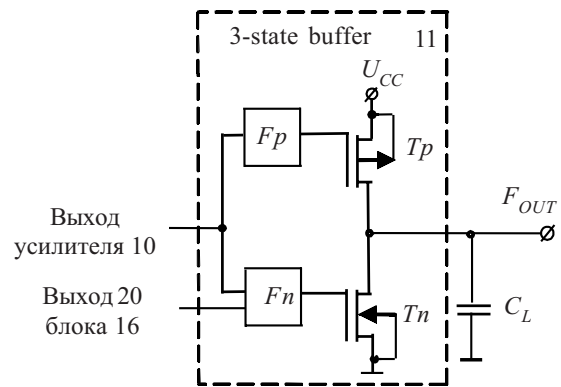


Рис. 5. Блок-схема выходного буфера трех стабильных состояний:

Fp , Fn — формирователи сигналов, управляющих p - и n -канальными транзисторами Tr , Tn , соответственно

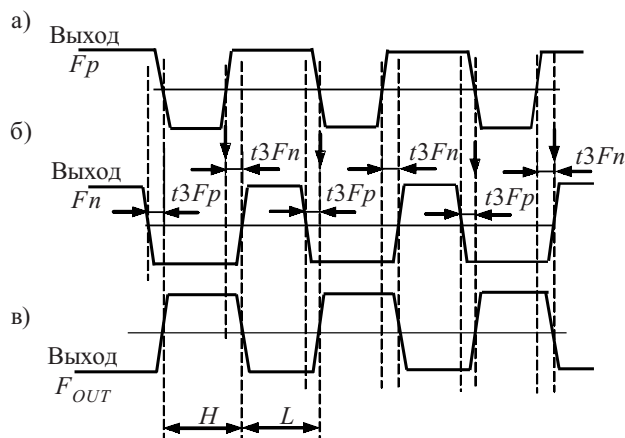


Рис. 6. Временные диаграммы формирования импульсов в режиме генерации в блоке выходного буфера: а — на выходе формирователя F_p ; б — на выходе формирователя F_n ; в — на выходе КМОП ИС F_{OUT}

отношению к фронту нарастания сигнала с формирователя F_p ($t3Fn$) (рис. 6).

На рис. 6 показаны особенности формирования импульсов мощного выходного каскада T_p , T_n на выходе F_{OUT} в обоих представленных вариантах ИС. Формирование переднего положительного фронта (фронта нарастания) происходит следующим образом. Сначала с выхода формирователя F_n на затвор n -канального транзистора T_n поступает напряжение отрицательного перепада с амплитудой, равной величине U_{CC} , после чего транзистор T_n начнет закрываться, причем раньше, чем начнет открываться p -канальный транзистор T_p , на затвор которого с выхода формирователя F_p поступает напряжение такого же отрицательного перепада и амплитуды, но с временной задержкой $t3Fp$. После открывания транзистора T_p через него потечет ток заряда емкости нагрузки C_L , и на выходе F_{OUT} начнет формироваться фронт нарастания выходного импульса. Формирование заднего фронта импульса (отрицательного перепада) мощного выходного каскада F_p , F_n на выходе F_{OUT} происходит аналогичным образом. Сначала с выхода формирователя F_p на затвор p -канального транзистора T_p поступает напряжение положительного перепада с амплитудой, равной U_{CC} . После этого транзистор T_p начнет закрываться, причем раньше, чем начнет открываться n -канальный транзистор T_n , на затвор которого с выхода формирователя F_n с временной задержкой $t3Fn$ поступает напряжение такого же положительного перепада и амплитуды, равной U_{CC} . После открывания транзистора T_n через него потечет ток разряда емкости нагрузки C_L , и на выходе F_{OUT} сформируется фронт спада выходного импульса. Таким образом, фронт нарастания импульса выходного каскада T_p , T_n формируется фронтом спада импульса формирователя F_p , задержанным на время $t3Fp$ по отношению к фронту спада импульса формирователя F_n , а фронт спада импульса выходного каскада формируется фронтом нарастания импульса формирователя F_n , задержанным на время $t3Fn$ по отношению к фронту нарастания импульса формирователя F_p .

Следует отметить, что использование такого технического решения с соответствующими задержками $t3Fp$, $t3Fn$ сигналов, поступающих с формирователей F_p , F_n для управления работой мощного выходного каскада T_p , T_n (рис. 5, 6), в условиях новейших технологических возможностей изготовления изделий (транзисторов с длиной каналов от 0,25 мкм до 35 нм) позволяет в широком диапазоне частот (сотни МГц) свести практически к нулю время одновременного пребывания в открытом состоянии p - и n -канальных транзисторов этого выходного каскада. Сквозной ток при таких условиях через транзисторы T_p , T_n будет отсутствовать, а время нарастания (спада) фронтов выходных импульсов на выходе F_{OUT} будет определяться соответственно током заряда (разряда) нагрузочной емкости C_L через сопротивление открытого транзистора T_p (T_n). В условиях же ограниченных технологических возможностей изготовления из-за относительно больших значений конструктивной емкости одновременное пребывание в открытом состоянии транзисторов T_p , T_n возможно лишь при относительно низких частотах генерации — до 30 МГц. Но так как разработанные изделия предназначены для работы в более широком диапазоне генерируемых частот (до 75 МГц), максимально возможные задержки $t3Fp$, $t3Fn$ пришлось уменьшить до значений, определяемых ограниченными технологическими возможностями изготовления КМОП ИС, максимальной частотой генерации $F_g^{\max} = 75$ МГц, а также минимальным напряжением питания $U_{CC} = 3$ В. Такое вынужденное уменьшение временных задержек привело лишь к сокращению времени прохождения «сквозного» тока через мощные выходные транзисторы T_p , T_n , а не к полному его устранению. Однако даже при этом был значительно уменьшен ток потребления этого мощного выходного каскада, а значит, и всей высокочастотной КМОП ИС обоих вариантов исполнения.

Одним из важнейших параметров генератора, который зависит от схемотехнических решений и конструкции практически всех блоков высокочастотных КМОП ИС, является коэффициент симметрии K_c (SYM) импульсов генератора на выходе F_{OUT} , который определяется как

$$K_c = \frac{T_w}{T} \cdot 100\%,$$

где T_w , T — соответственно длительность импульса и длительность цикла (периода) сигнала, измеренные на уровне $U_{CC}/2$.

Как отмечалось выше, для обеспечения требуемой симметрии выходных импульсов ($50 \pm 5\%$), а также высокой чувствительности к изменению входных сигналов необходимо при проектировании входных каскадов 8 в обоих вариантах КМОП ИС обеспечить условие нахождения в статическом режиме рабочей точки A на уровне $U_{CC}/2$ посередине линейного участка передаточной характеристики этого входного каскада. Поступающие в режиме генерации с выхода каскада близкие к синусоиде импульсы усиливаются и формируются в блоке 10 с учетом требований симметрии импульсов и далее поступают на входы формирователей управляющих сигналов F_p , F_n выходного буфера 11.

Наименование параметра, единица измерения	Обозначение	Разработанные изделия	Изделие [1]	Изделие [2]
Динамический ток потребления, мА/МГц	I_{0CC}	$\leq 0,42$	$\leq 0,6$	нет данных
Частота генерации при $C_L=15$ пФ, МГц	Fg	1,0—75	3,0—50	нет данных
Симметрия импульсов на уровне $U_{CC}/2$, %	SYM	49—51	45—55	45—55
Время задержки перехода из рабочего режима генерации импульсов (при $C_L=15$ пФ и сопротивлении нагрузки $R_{UP}=10$ кОм) в режим «выключено», нс	T_{PLZ}	≤ 100	$\leq 10^*$	≤ 150
Время задержки перехода из режима «выключено» в рабочее состояние генерации импульсов (при $C_L=15$ пФ, $R_{UP}=10$ кОм), нс	T_{PZL}	≤ 100	$\leq 15^*$	≤ 150

* Путь прохождения сигналов задержки укорочен

Как и в изделии [1], при равенстве топологической длины каналов транзисторов $L_{dd} = L_{nd}$ и заданных значений порогового напряжения $U_{0p} = U_{0n}$ для формирования выходных симметричных импульсов с проектируемыми одинаковыми фронтами нарастания и спада значения топологической ширины W_{dd} , W_{nd} соответственно транзисторов Tr , Tn выходного каскада выбраны такими, что нагрузочная емкость формирователя Fp в μ_n/μ_p раз больше нагрузочной емкости формирователя Fn . (Здесь μ_n , μ_p — дрейфовые подвижности соответственно электронов в n -канальных и дырок в p -канальных транзисторах.) Это должно быть учтено при проектировании каскадов формирователей Fp , Fn .

При формировании задержек t_{zFp} , t_{zFn} с целью уменьшения тока потребления мощного выходного каскада, а следовательно и КМОП ИС в целом, одновременно решалась и задача формирования выходных импульсов симметричной формы. Для этого формирование и наращивание задержек t_{zFp} , t_{zFn} до определенных величин проводилось таким образом, чтобы последовательно в каждой соответствующей паре каскадов, начиная с первых каскадов формирователей Fp , Fn , длительность на уровне $U_{CC}/2$ между фронтом спада импульса любого i -го каскада формирователя Fp , задержанного относительно фронта спада формирователя Fn , и фронтом нарастания импульса соответствующего ему i -го каскада формирователя Fn , задержанного относительно фронта нарастания импульса формирователя Fp , равнялась половине длительности цикла (периода) T импульса.

Аналогично при проектировании КМОП ИС в каждом из соответствующих i -х каскадов формирователей Fp , Fn длительность на уровне $U_{CC}/2$ между фронтом нарастания импульса формирователя Fn и фронтом спада импульса формирователя Fp также поддерживалась на уровне $T/2$.

При поступлении на вывод $\overline{IN}$ сигнала низкого уровня (логический «0»), как и в изделии [1], на затворах p -канального (Tr) и n -канального (Tn) транзисторов устанавливается соответственно высокий (U_{CC}) и низкий («Земля») уровни напряжения. Оба транзистора выходного каскада Tr , Tn при этом будут закрыты — изделия в обоих вариантах исполнения перейдут в третье (высокоимпедансное) состояние, и генерации импульсов на выходе F_{OUT} не будет.

Особенности схемотехнических реализаций блока 16, обеспечивающего выполнение функции трех

состояний выходного буфера 11 в обоих вариантах ИС, позволяют по сравнению с изделием [1] значительно (на 2 порядка) уменьшить статический ток потребления разработанных высокочастотных КМОП ИС после перехода их из режима генерации в третье (высокоимпедансное) состояние (режим «выключено»). Это обеспечивается тем, что выходы блоков управления 16 в них запрещают распространение импульсов генерации, начиная с входных каскадов 8, в то время как в изделии [1] в высокоимпедансном состоянии продолжают переключаться с частотой генерации как входной усилительный каскад, так и усилитель-формирователь, т. к. управление переходом схемы в третье состояние начинается лишь с формирователей управляющих сигналов.

Кроме того, блоки 16 в обоих вариантах по схемотехническому решению отличаются и от лучших зарубежных образцов [2, с. 1]. Суть этих отличий состоит в гальванической развязке связанных между собой одного из входов каскада 8 и одного из входов выходного буфера 11 и подаче на каждый из них в отдельности сигналов с двух разных противофазных выходов (18, 20) блока 16. Это привело к уменьшению нагрузочных емкостей на каждый из этих выходов блока 16 по сравнению с нагрузочной емкостью выхода, управляющего функцией состояний в изделии [2], а значит позволило уменьшить значения времени задержки перехода из рабочего режима генерации в высокоимпедансное третье состояние режим «выключено и из режима третьего состояния — в рабочий режим генерации.

Сравнительные значения некоторых параметров высокочастотных КМОП ИС представлены в таблице.

Таким образом, использование ряда схемотехнических и конструктивных решений при проектировании двух вариантов высокочастотных КМОП интегральных схем для генераторов с кварцевой стабилизацией частоты позволили значительно улучшить ряд параметров не только по сравнению с изделием [1], но и по сравнению с лучшими зарубежными образцами [2].

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Золотаревский В. И., Самотовка Л. И., Мазалецкий Ю. Д. и др. КМОП ИС задающего генератора с кварцевой стабилизацией частоты // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2003. — № 6. — С. 53—55. [Zolotarevskii V. I., Samotovka L. I., Mazaletskii Yu. D. i dr. // Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoi apparature. 2003. N 6. P. 53]
2. JRC, NJU6397 Series, New Japan Radio Co., Ltd, 2002/07/15 (4/5)