

ЦИФРОЧАСТОТНЫЕ УМНОЖИТЕЛИ В АВТОНОМНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ

В. Ю. Трофимов¹, Л. Е. Шахмейстер²

^{1,2} Балтийский государственный технический университет "ВОЕНМЕХ"
имени Д. Ф. Устинова, Санкт-Петербург, Россия

¹v.y.trofimov@onegroup.ru, ²l.e.shahmeister@onegroup.ru

Аннотация. *Актуальность и цели.* Повышение быстродействия дистанционно управляемой бортовой аппаратуры автономных информационных и измерительных систем при вводе в нее данных полетного задания требует использования тактовой частоты, значительно большей необходимой при автономной работе аппаратуры, выбираемой, исходя из минимального тока ее потребления. Задача по устранению этого противоречия, усложненная необходимостью наличия информации о точном соотношении используемых частот, является актуальной. *Материалы и методы.* Решение указанной задачи может быть осуществлено использованием цифрочастотных умножителей частоты. *Результаты.* Рассмотрены варианты построения умножителей частоты. Показано, что известные варианты построения умножителей не могут в полной мере удовлетворить необходимым требованиям. Умножители с использованием генератора пачек импульсов имеют большую неравномерность выходных импульсов, а умножители с использованием автоматической подстройки частоты не имеют мгновенного выхода на режим, причем у умножителей с автоподстройкой и частотным детектором на микросхеме 512ПС8ВК длительность переходных процессов может превышать несколько десятков секунд. Предложен комбинированный способ умножения частоты. *Вывод.* Показано, что комбинированный способ умножения частоты на основе генерации пачек импульсов и автоматической подстройки с фазовым детектированием сочетает положительные качества генерации пачек импульсов в части мгновенности выхода на режим и малую неравномерность выходных импульсов автоподстройки.

Ключевые слова: цифрочастотные умножители частоты, автоматическая подстройка частоты, автономные информационные и измерительные системы, микросхема 512ПС8ВК

Для цитирования: Трофимов В. Ю., Шахмейстер Л. Е. Цифрочастотные умножители в автономных информационных и измерительных системах // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. 2025. № 2. С. 16–24. doi: 10.21685/2307-5538-2025-2-2

DIGITAL FREQUENCY MULTIPLIERS IN AUTONOMOUS INFORMATION AND MEASUREMENT SYSTEMS

V.Yu. Trofimov¹, L.E. Shakhmeister²

^{1,2} Baltic State Technical University "Voenmeh" named after D.F. Ustinov, Saint Petersburg, Russia

¹v.y.trofimov@onegroup.ru, ²l.e.shahmeister@onegroup.ru

Abstract. *Background.* Increasing the performance of remotely controlled on-board equipment of autonomous information and measurement systems when entering flight task data into it requires the use of a clock frequency significantly higher than that required for autonomous operation of equipment selected based on the minimum current consumption. The task to eliminate this contradiction, complicated by the need to have information about the exact ratio of the used frequencies, is urgent. *Materials and methods.* The solution of the above problem can be realized by using digital frequency multipliers. *Results.* The variants of frequency multipliers construction are considered. It is shown that the known variants of multipliers construction cannot fully satisfy the necessary requirements. Multipliers using a pulse pack generator have a large unevenness of the output pulses, and multipliers using automatic frequency adjustment do not have instantaneous mode output, moreover, multipliers with automatic tuning and a frequency detector on a 512PS8VC chip can have a duration of transients exceeding several tens of seconds. A combined method of frequency multiplication is proposed. *Conclusions.* It is shown that the combined method of frequency multiplication based on generation of pulse packs and auto-tuning with phase detection combines positive qualities of pulse packs generation in the part of instantaneous output to the mode and small non-uniformity of output pulses of auto-tuning.

Keywords: digital frequency multiplier, automatic frequency adjustment, autonomous information and measurement systems, 512PS8VK chip

For citation: Trofimov V.Yu., Shakhmeister L.E. Digital frequency multipliers in autonomous information and measurement systems. *Izmerenie. Monitoring. Upravlenie. Kontrol' = Measuring. Monitoring. Management. Control.* 2025;(2): 16–24. (In Russ.). doi: 10.21685/2307-5538-2025-2-2

В дистанционно управляемой бортовой аппаратуре автономных информационных и измерительных систем (АИИС) обработка информации осуществляется с использованием тактового генератора. В процессе подготовки к работе бортовая аппаратура принимает от наземной аппаратуры данные, содержащие программу работы (вид действия) и значения требуемых параметров (времени дальнего взведения, дистанционного действия, замедления, параметры коррекции и пр.). Часть параметров вводится времяимпульсными методами [1], требующими высокоточного времяимпульсного преобразования временных интервалов в цифровой код. Отводимое время для ввода параметров для ряда задач не должно превышать единиц миллисекунд. Сокращение времени ввода данных и обеспечение высокоточного времяимпульсного преобразования достигается использованием тактового генератора повышенной частоты, лежащей от нескольких сотен килогерц до нескольких мегагерц. При автономной работе и реализации программы, заложенной в бортовую аппаратуру, обеспечение малого тока потребления требует снижения частоты тактового генератора до нескольких десятков килогерц. Таким образом, возникает противоречие в выборе значения тактовой частоты генератора. Ввод данных требует повышения частоты генератора, а реализация записанной в аппаратуру программы – ее понижения. Задача обеспечения тактирования бортовой аппаратуры различными частотами усложняется спецификой использования в АИИС времяимпульсного преобразования [1], связанной с необходимостью иметь информацию о точном соотношении применяемых частот.

Решение задачи может быть осуществлено применением цифрочастотного умножителя частоты, осуществляющего умножение своей входной частоты $f_{\text{вх}}$, используемой при автономной реализации заложенной в бортовую аппаратуру программы, на постоянный коэффициент K с получением выходной частоты $f_{\text{вых}}$, используемой при приеме бортовой аппаратурой данных от внешней по отношению к ней аппаратуры.

Для цифрочастотного умножения используются: двоичные умножители [2], генераторы пачек импульсов, генераторы пилообразного напряжения (ГПН) [3], схемы с автоматической подстройкой частоты (АПЧ) [4–7].

Двоичный умножитель строится на основе двоичного счетчика импульсов, на вход которого подается входная частота $f_{\text{вх}}$. На выходе счетчика формируются частоты, равные входной частоте, деленной на 2, 4, 8... Выходная частота формируется как сумма отдельных выходных частот счетчика. Суммируемые частоты определяются подаваемым на схему двоичным кодом. Коэффициент умножения K двоичного умножителя равен

$$K = \frac{k}{2^n}, \quad k = \sum_{i=1}^n k_i 2^{n-i},$$

где k – число, соответствующее двоичному коду, подаваемому на двоичный умножитель; n – разрядность подаваемого кода; i – номер разряда двоичного кода, $i = 1, 2, \dots, n$.

Отечественная промышленность выпускает микросхему (МС) 155ИЕ8 6-разрядного двоичного умножителя, аналог SN5497 [2].

Достоинством двоичного умножителя является простота, высокая точность, мгновенный выход на режим; недостатком – невозможность получения коэффициента умножения $K > 1$ и неравномерность выходных импульсов.

В АИИС двоичные умножители используются в блоках коррекции коэффициента преобразования частотных акселерометров 143Б1 и АЛЕ 055 [8].

Большой единицы коэффициент умножения K можно получить, используя схему с генератором пачек импульсов. В этом умножителе с приходом каждого импульса входной частоты $f_{\text{вх}}$ формируется пачка импульсов частотой $f_{\text{п}}$ (период $T_{\text{п}} = \frac{1}{f_{\text{п}}}$), число которых равно требуемому коэффициенту умножения K . Условия работы такой схемы:

$$f_{\text{п}} \geq K f_{\text{вх}}.$$

При невыполнении указанного условия происходит пропуск импульсов и работоспособность схемы нарушается.

Неравномерность $T_{\text{нер}}$ выходных импульсов схемы, под которой понимается максимальное отклонение периода выходных импульсов от номинального значения, равна

$$T_{\text{нер}} = T_{\text{вх}} - KT_{\text{п}}, \quad T_{\text{вх}} = \frac{1}{f_{\text{вх}}}.$$

При использовании выходной частоты умножителя для преобразования временных интервалов в код и отсутствии синхронизации начала преобразования с фазой поступления импульсов генератора пачки импульсов составляющая абсолютной погрешности Δ , обусловленная дискретностью преобразования, определяется выражением

$$\Delta = \pm T_n (1 - K\delta),$$

где δ – относительное отклонения периода T_n импульсов в пачке от требуемого значения

$$T_n = \frac{T_{\text{вх}}}{K}, \quad \delta \leq 0.$$

При $K=16$ и $\delta = -(1; 5; 10; 20) \%$ составляющая погрешности измерения $\Delta = (\pm 1,2; 1,8; 2,6; 4,2)T_n$. При отклонении δ периода T_n от требуемого значения на 1–5 % увеличение составляющей абсолютной погрешности может оказаться приемлемым, а на 10–20 % – нет.

Умножители входной частоты $f_{\text{вх}}$ с использованием ГПН [3] имеют в своем составе делители напряжения питания, число которых равно требуемому коэффициенту умножения K .

Коэффициенты деления этих делителей напряжения равны $\frac{K}{1, 2, 3, \dots K}$. Выходные импульсы частотой $f_{\text{вых}}$ формируются при равенстве пилообразного напряжения выходным напряжениям делителей. Неравномерность выходных импульсов определяется отклонением напряжения питания делителей от амплитуды пилообразного напряжения, напрямую зависящую от частоты входных импульсов.

Параметры схем с ГПН и генератором пачек импульсов идентичны, но схема с ГПН сложнее, в связи с чем область ее использования ограничена.

Наилучшими характеристиками обладают цифрочастотные умножители с АПЧ, структурная схема которых приведена на рис. 1.

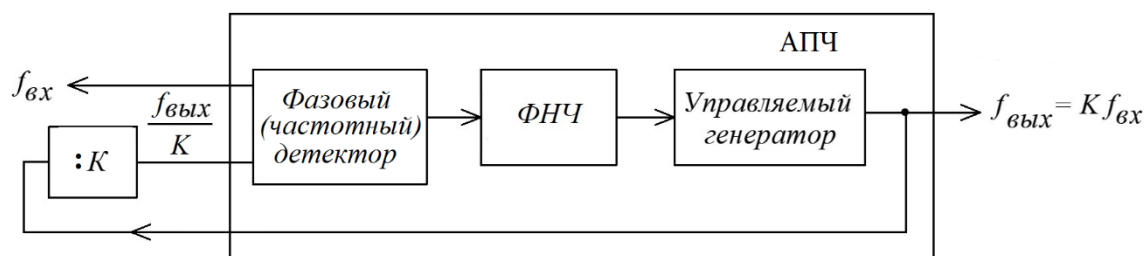


Рис. 1. Цифрочастотный умножитель частоты с АПЧ

Построение АПЧ (рис. 1) основано на выделении с помощью фазового или частотного детектора разности фазы или частот входного $f_{\text{вх}}$ и выходного сигнала частотой $f_{\text{вых}}$, деленной на коэффициент умножения K , с дальнейшим выделением фильтром низкой частоты (ФНЧ) составляющей, используемой управляемым генератором для формирования выходной частоты [4].

АПЧ с частотным детектированием сигналов может быть осуществлена на МС цифрочастотного и времяимпульсного преобразователя 512ПС8ВК [9]. В этой МС детектор частоты выполнен на схеме вычитания частот, управляемый генератор – на делителе частоты с управляемым кодом коэффициента деления частоты задающего генератора с внешними RC элементами, ФНЧ – на реверсивном счетчике импульсов. АПЧ на указанной МС показана на рис. 2.

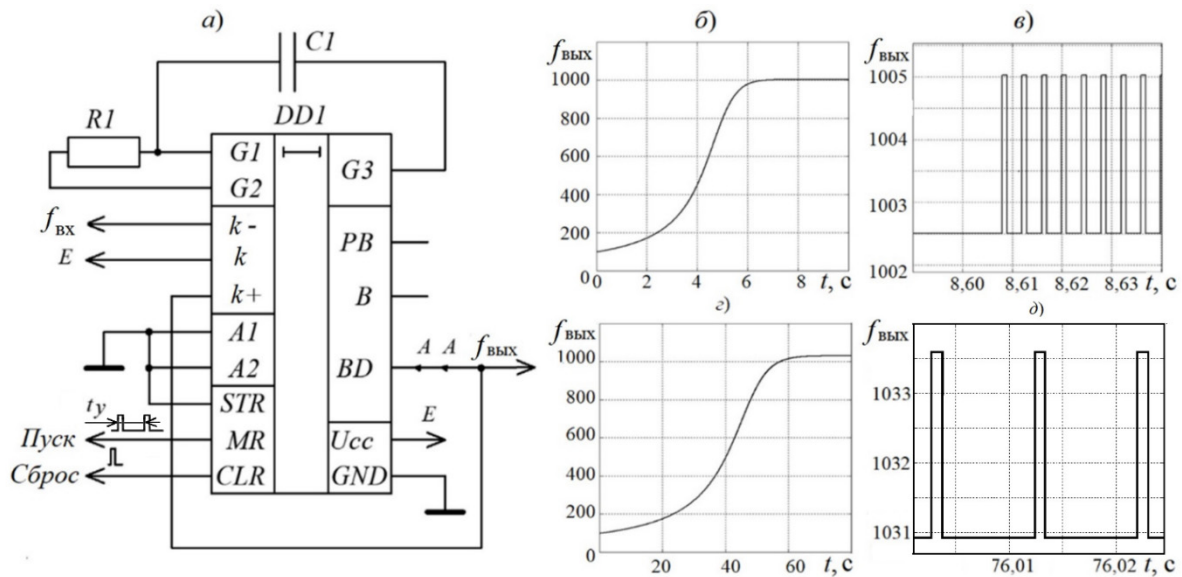


Рис. 2. АПЧ на МС 512ПС8ВК:

а – схема; б–д – циклограммы выходных сигналов

После сброса на вывод MR МС (рис. 2,а) подаются два в данном случае пусковых импульса, временной интервал между которыми равен t_y . Для сокращения времени АПЧ этот временной интервал выбирается равным $t_y \approx \frac{1}{f_{\text{ВХ}}}$.

Состояние реверсивного счетчика импульсов МС определяется разностью частот $f_{\text{ВХ}}$ и $f_{\text{ВЫХ}}$ импульсов, поступающих соответственно на входы МС « $-k$ » и « $+k$ ».

Схема АПЧ рис. 2,а обеспечивает при подстройке частоты равенство выходной частоты входной, $f_{\text{ВЫХ}} = f_{\text{ВХ}}$.

Для реализации умножения частоты в разрыве точек A схемы включается дополнительный делитель частоты. Выходные параметры схемы АПЧ с детектором частоты определяются выражениями:

$$f_{\text{ВЫХ}} = \frac{f_{\text{Г}}}{P_n}, \quad f_{\text{ВЫХ}0} = \frac{f_{\text{Г}}}{P_0}, \quad P_n = P_0 - \text{fix} \left(\sum_{i=0}^{n-1} P_i \frac{f_{\text{ВХ}}}{f_{\text{Г}}} \right) + \text{fix} \left(\frac{n}{K} \right), \quad t_n = \text{fix} \left(\frac{1}{f_{\text{Г}}} \sum_{i=0}^{n-1} P_i \right),$$

где P_0, P_i, P_n – коэффициенты деления частоты МС $DD1$, начальное, при формировании i -го и n -го импульсов выходной частоты соответственно; n – число импульсов выходной частоты $f_{\text{ВЫХ}}$ с начала АПЧ; $f_{\text{Г}}$ – частота задающего генератора с RC цепочкой $R1, C1$; K – коэффициент деления дополнительного делителя частоты, включаемого в разрыве точек A схемы рис. 2,а, равный при реализации операции умножения коэффициенту K умножения частоты; $\text{fix}(\dots)$ – целая часть числа; t_n – время, соответствующее приходу n -го выходного импульса, $f_{\text{ВЫХ}0}$ – начальное значение выходной частоты.

На рис. 2,б приведено изменение частоты $f_{\text{ВЫХ}}$ в процессе автоподстройки при $f_{\text{ВХ}} = (1000 + \pi) \approx 1003,14$ Гц, (π – число пи), $f_{\text{Г}} = 400$ кГц, $f_{\text{ВЫХ}0} \approx 100$ Гц.

Номинальное значение выходной частоты является дробным иррациональным числом. Обеспечить его целочисленным значением коэффициента деления не представляется возможным. В установившемся режиме, как это следует из рис. 2,в, выходная частота принимает два значения – $f_{\text{ВЫХ}} = 1002,5$ и $1005,0$ Гц. Отклонение среднего значения частоты от номинального за 100 импульсов выходной частоты не превышает $0,0013\%$. Отклонение мгновенного значения частоты от номинального не превышает $0,2\%$.

На рис. 2,г приведено изменение частоты $f_{\text{ВЫХ}}$ при включении в разрыв точек A рис. 2,а делителя частоты с коэффициентом деления $K = 10$. Для этого случая частота входного сигнала изменена и равна $f_{\text{ВХ}} = 100 + \pi \approx 103,14$ Гц.

Из графиков рис. 2,б,г видно, что для АПЧ без умножения частоты (рис. 2,б) время автоподстройки примерно 7 с, а для АПЧ с умножением частоты на 10 (рис. 2,г) это время увеличилось в 10 раз. По окончании АПЧ выходная частота имеет два разных значения в пределах $f_{\text{вых}} = (1030,9 \div 1033,6)$ Гц. Отклонение среднего значения частоты от номинального за 100 импульсов выходной частоты не превышает 0,0013 %. Максимальное отклонение мгновенного значения выходной частоты от номинального не превышает 0,2 %.

На рис. 3,б для $K = 1$, $f_{\Gamma} = 400$ кГц, $f_{\text{вых}0} \approx 800$ Гц приведено изменение частоты $f_{\text{вых}}$ при скачкообразном увеличении входной частоты (рис. 3,а) с $f_{\text{вх}} \approx 1003,14$ Гц на 100 Гц, а затем ее уменьшении на 200 Гц.

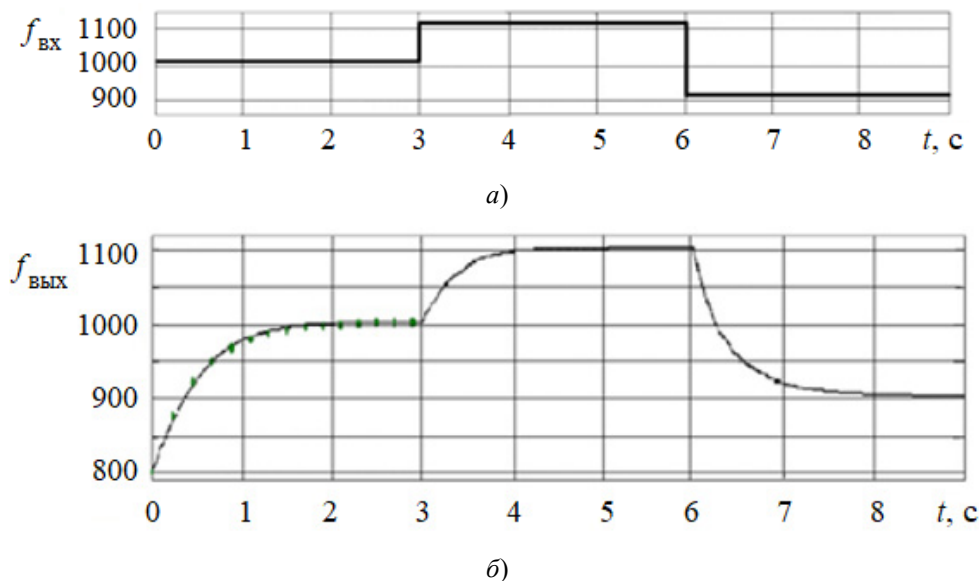


Рис. 3. Скачкообразное изменение входной частоты:
а – входная частота; б – выходная частота

При небольших отклонениях выходной частоты $f_{\text{вых}}$ от входной $f_{\text{вх}}$ переходной процесс $f_{\text{вых}}$ приближенно может быть описан зависимостью

$$f_{\text{вых}} = (f_{\text{н}} - f_{\text{вх}}) e^{-\frac{t}{\tau}} + f_{\text{вх}},$$

где t – текущее время; τ – постоянная времени.

График этого выражения на рис. 3,б отмечен точками и соответствует начальной частоте $f_{\text{вых}0} = 800$ Гц, входной частоте $f_{\text{вх}} \approx 1003,14$ Гц, $\tau = 0,5$ с.

Достоинствами использования схемы рис. 2 является высокая точность. Недостатком АПЧ с детектированием частот и формированием выходной частоты делением частоты тактового генератора на управляемый коэффициент является большая инерционность, приводящая к большому времени автоподстройки. В графиках на рис. 2,б,в и 3,б время автоподстройки составляет несколько секунд, а при использовании умножения частоты значительно увеличивается (см. рис. 2,г,д). Кроме того, недостатком использования таких АПЧ является необходимость тактового генератора с частотой $f_{\Gamma} \gg f_{\text{вых}}$.

Основной причиной большой инерционности рассматриваемого АПЧ является использование частотного детектора. Импульсы выходных сигналов частотного детектора появляются с частотой, равной разности подаваемых на него частот. Так, при разности частот 0,1 Гц период импульсов, по которым осуществляется коррекция, равен 10 с. Несколько импульсов коррекции требуют десятков секунд. Это позволяет использовать АПЧ с частотным детектированием в качестве фильтра инфранизких частот.

Значительно более высоким быстродействием обладают АПЧ с фазовым детектором. На рис. 4 приведена схема умножителя с такой АПЧ [6].

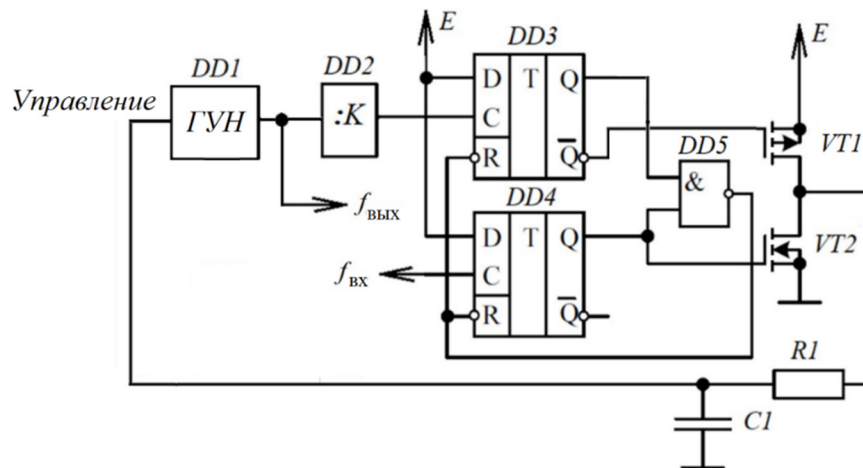


Рис. 4. Умножитель частоты с АПЧ и фазовым детектором

Фазовый детектор умножителя выполнен в виде фазового компаратора на D -триггерах $DD3$, $DD4$, логическом элементе 2ИНЕ $DD5$, МОП (металл-окисел-полупроводник) ключах на p -МОП транзисторе $VT1$ и n -МОП транзисторе $VT2$ с каналами p и n типа соответственно. ФНЧ выполнен на RC -цепочке $R1$, $C1$. Выходная частота умножителя $f_{\text{ВЫХ}}$ формируется генератором, управляемым напряжением (ГУН). С выхода ГУН через делитель частоты $DD2$ частота поступает на компаратор.

Сигнал на выходе фазового компаратора определяется разностью фаз, поступающих на его входы сигналов. Если первым на вход фазового компаратора приходит импульс выходной частоты $f_{\text{ВЫХ}}$, деленной элементом $DD2$ на коэффициент K , D -триггер $DD3$ переключается, транзисторный ключ $VT1$ открывается, напряжение на конденсаторе $C1$ увеличивается, частота ГУН $DD1$ уменьшается. Если первым приходит импульс частоты $f_{\text{ВХ}}$, то переключается D -триггер $DD4$, открывается транзисторный ключ $VT2$, напряжение на конденсаторе $C1$ уменьшается, частота ГУН повышается.

Схема умножителя частоты с фазовым детектором имеет высокую точность, малую неравномерность выходных импульсов и значительно меньшее время выхода на режим по сравнению со схемой умножителя с АПЧ и частотным детектором. Вместе с тем до окончания АПЧ число выходных импульсов частоты $f_{\text{ВЫХ}}$ не равно K импульсам за период импульсов входной частоты $f_{\text{ВХ}}$, что делает работу умножителя некорректной.

Устранить указанный недостаток можно предлагаемым комбинированным методом, использующим в начале измерения временного интервала генерацию пачек импульсов с мгновенным выходом на режим, с переходом на имеющую малую неравномерность выходных импульсов АПЧ, завершающую автоподстройку до окончания преобразовываемого временного интервала. Реализация указанного комбинированного метода приведена на рис. 5.

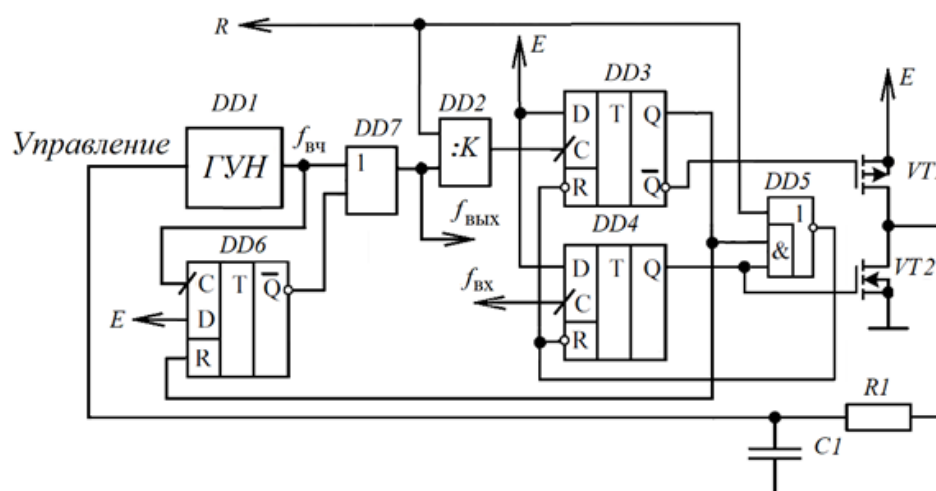


Рис. 5. Комбинированная схема умножителя частоты

В отличие от схемы рис. 4 в схему рис. 5 введены D -триггер $DD6$, логический элемент 2ИЛИ $DD7$. Вместо логического элемента 2И НЕ установлен логический элемент 2И ИЛИ НЕ $DD5$. До прихода импульса, длительность t_u которого подлежит преобразованию, присутствует сигнал сброса R . D -триггеры $DD3$, $DD4$ (рис. 5) находятся в исходном состоянии, транзисторные ключи $VT1$, $VT2$ закрыты, конденсатор $C1$ разряжен, делитель частоты $DD2$ заблокирован. D -триггер $DD6$ находится в состоянии, обеспечивающем прохождение импульсов ГУН частотой $f_{вч}$ на вывод $f_{вых}$. Частота ГУН $f_{вч} > Kf_{вх}$. Сигнал сброса R снимается одновременно с приходом импульса, длительность t_u которого подлежит преобразованию.

Циклограмма сигналов приведена на рис. 6.

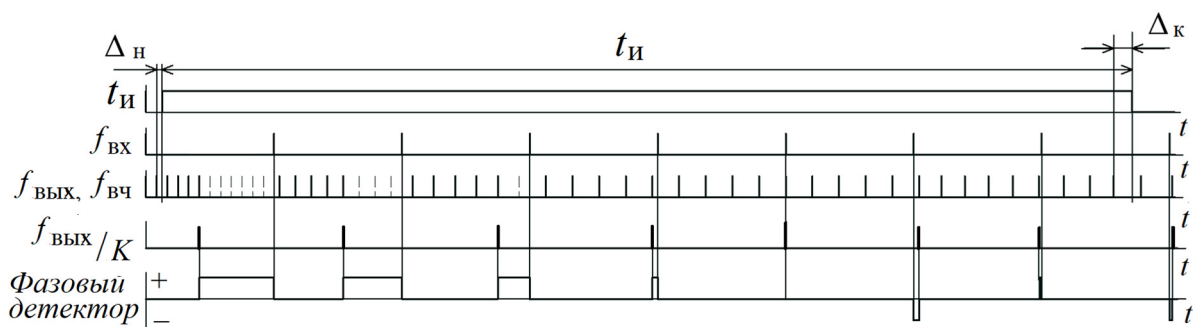


Рис. 6. Циклограмма сигналов комбинированного метода умножения

Снятие сигнала сброса снимает блокировку делителя частоты $DD2$. Отсчитав K импульсов, делитель частоты $DD3$ формирует импульс, переключающий D -триггер $DD3$ фазового детектора. D -триггер $DD6$ сбрасывается, прохождение импульсов генератора на вывод $f_{вых}$ логическим элементом $DD6$ блокируется. Транзисторный ключ $VT1$ открывается, конденсатор $C1$ заряжается, увеличивая напряжение на входе ГУН «Управление». Заряд конденсатора продолжается до момента появления импульса входной частоты $f_{вх}$, с приходом которого переключается D -триггер $DD4$. На выходе логического элемента $DD5$ появляется короткий импульс, устанавливающий D -триггеры $DD4$, $DD5$ фазового компаратора в исходное состояние. Оба транзисторных ключа $VT2$, $VT3$ закрываются. Изменение напряжения на конденсаторе $C2$ прекращается. Сигнал сброса с D -триггера $DD6$ снимается и импульсы ГУН вновь поступают на счетчик $DD2$. Если первым на фазовый детектор приходит импульс частоты $f_{вх}$, то на время, соответствующее разности фаз импульсов входной частоты и выхода делителя $DD2$, открывается транзисторный ключ $VT2$ и конденсатор $C1$ разряжается, увеличивая частоту ГУН. На рис. 6 пунктиром показаны импульсы на выходе при использовании схемы рис. 4. При этом видно, что число импульсов, проходящее на выход схемы умножения в течение периода следования входных импульсов, в схеме, использующей комбинированный метод умножения частоты, равно коэффициенту умножения K , а в схеме рис. 4 нет.

Поскольку в начале преобразования период следования импульсов ГУН меньше требуемого значения, максимальное значение составляющей погрешности Δ_n , обусловленной дискретностью преобразования, по абсолютной величине меньше случая использования схемы рис. 4:

$$\Delta_n < \left| -\frac{1}{Kf_{вх}} \right|.$$

К моменту окончания преобразуемого импульса в схеме рис. 5 АПЧ завершено и составляющая Δ_k , обусловленная дискретностью фиксации окончания преобразования длительности импульса так же, как в схеме рис. 4, равна

$$\Delta_k = \frac{1}{Kf_{вх}}.$$

Если к моменту окончания преобразования АПЧ закончится не полностью, то максимальное значение Δ_k незначительно будет отличаться от записанного, но работоспособность схемы сохранится.

Таким образом, комбинированная схема умножения частоты позволяет начинать преобразование временного интервала в код до окончания АПЧ без внесения дополнительной погрешности дискретизации.

Заключение

Выбор тактовой частоты обработки информации дистанционно управляемых изделий АИИС наталкивается на противоречие, связанное с необходимостью для сокращения времени ввода в изделие данных программы его работы иметь высокую тактовую частоту, значительно превышающую необходимую для уменьшения тока потребления при отработке изделием заложенной в него программы. Указанное противоречие может быть устранено использованием цифрочастотных умножителей частоты.

Известные методы умножения частоты не решают указанную задачу. Использование двойного умножителя не позволяет получать коэффициент умножения, больший 1. Умножение частоты с использованием генераторов пачки импульсов или пилообразного напряжения имеет большую неравномерность выходных импульсов. Умножение частоты на основе АПЧ требует времени для выхода на режим.

Применение для АПЧ микросхемы цифрочастотного преобразования 512ПС8ВК с частотным детектором позволяет обеспечить высокоточное умножение частоты, но имеет большое время автоподстройки, в ряде случаев достигающее нескольких десятков секунд.

Использование фазового детектирования позволяет сократить это время до единиц миллисекунд, но возможность исключить его полностью, необходимая для времяимпульсного преобразования, отсутствует.

Решение задачи цифрочастотного умножения может быть осуществлено предлагаемым комбинированным методом, одновременным использованием генератора пачек импульсов с мгновенным выходом на режим и АПЧ, позволяющей иметь малую неравномерность выходных импульсов.

Список литературы

1. Захаров А. В., Либкинд И. В., Трофимов В. Ю., Шахмейстер Л. Е. Времяимпульсные преобразователи в автономных информационных и измерительных системах // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. 2023. № 2. С. 59–69.
2. Synchronous 6-Bit Binary Rate Multipliers datasheet. Texas Instruments Incorporated SN5497, SN779713. URL: <https://radio-hobby.org/uploads/datasheet/35/sn54/sn5497.pdf> (дата обращения: 15.05.2024).
3. Шустов М. А. Целочисленно-варьируемый умножитель частоты цифровых сигналов. Томск, 2022. URL: <https://www.rlocman.ru/review/article.html?di=653347> (дата обращения: 15.05.2024).
4. Хоровитц П. Основы теории синтезаторов частоты / Гарвардский университет, корпорация морских данных. Ньютон, Массачусетс, 1922. URL: <http://rfanat.qrz.ru/sint/sy-te.html?ysclid=1w8s2nldbz199053098> (дата обращения: 16.05.2024).
5. Фазовая автоподстройка. Области использования ФАПЧ – Elektrolife. URL: <https://elektrolife.ru/teoriya/fazovaya-avtopodstrojka/?ysclid=1wam87q8pw134426959> (дата обращения: 10.05.2024).
6. Микушин А. В., Сажнев А. М. Цифровые устройства и микропроцессоры : учеб. пособие. СПб. : БХВ-Петербург, 2010. 832 с.
7. Михалев П. Микросхемы ФАПЧ и синтезаторы на их основе // Компоненты и технологии. 2006. № 4. URL: https://ecworld.ru/media/bip/pdfs/mikhalev_ct406.pdf (дата обращения: 10.09.2024).
8. Папко А. А., Кирянина И. В., Комбарова И. В. Об исследовании повторяемости и воспроизводимости метрологических характеристик прецизионных акселерометров // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. 2014. № 1. С. 21–24.
9. Микросхемы интегральные 512ПС8ВК. Технические условия ЛСАР.431239.001ТУ. ЕКПС 5962.2021. АО «Восход» – Калужский радиоламповый завод. 2021. 62 с.

References

1. Zakharov A.V., Libkind I.V., Trofimov V.Yu., Shakhmeyster L.E. Time-pulse converters in autonomous information and measurement systems. *Izmerenie. Monitoring. Upravlenie. Kontrol' = Measurement. Monitoring. Management. Control.* 2023;(2):59–69. (In Russ.)
2. *Synchronous 6-Bit Binary Rate Multipliers datasheet. Texas Instruments Incorporated SN5497, SN779713.* Available at: <https://radio-hobby.org/uploads/datasheet/35/sn54/sn5497.pdf> (accessed 15.05.2024).
3. Shustov M.A. *Tselochislennno-var'iruemyy umnozhitel' chastoty tsifrovyykh signalov = Integer-variable frequency multiplier of digital signals.* Tomsk, 2022. (In Russ.). Available at: <https://www.rlocman.ru/review/article.html?di=653347> (accessed 15.05.2024).

4. Khorovits P. *Osnovy teorii sintezatorov chastoty / Garvardskiy universitet, korporatsiya morskikh dannykh = Fundamentals of the Theory of Frequency Synthesizers*. N'yuton, Massachusetts, 1922. (In Russ.). Available at: <http://rfanat.qrz.ru/sint/sy-te.html?ysclid=lw8s2nldbz199053098> (accessed 16.05.2024).
5. *Fazovaya avtopodstroyka. Oblasti ispol'zovaniya FAPCh – Elektrolife = Phase auto-tuning. Areas of use of PLL – Elektrolife*. (In Russ.). Available at: <https://elektrolife.ru/teoriya/fazovaja-avtopodstroyka/?ysclid=lwam87q8pw134426959> (accessed 10.05.2024).
6. Mikushin A.V., Sazhnev A.M. *Tsifrovye ustroystva i mikroprotessory: ucheb. posobie = Digital devices and microprocessors : a textbook*. Saint Petersburg: BKhV-Peterburg, 2010:832. (In Russ.)
7. Mikhalev P. LL microcircuits and synthesizers based on them. *Komponenty i tekhnologii = Components and technologies*. 2006;(4). (In Russ.). Available at: https://ecworld.ru/media/bip/pdfs/mikhalev_ct406.pdf (accessed 10.09.2024).
8. Papko A.A., Kiryanina I.V., Kombarova I.V. On the study of repeatability and reproducibility of metrological characteristics of precision accelerometers. *Izmerenie. Monitoring. Upravlenie. Kontrol' = Measurement. Monitoring. Management. Control*. 2014;(1):21–24. (In Russ.)
9. *Mikroskhemy integral'nye 512PS8VK. Tekhnicheskie usloviya LSAR.431239.001TU. EKPS 5962.2021. AO «Voskhod» – Kaluzhskiy radiolampovyy zavod = Integrated circuits 512PS8VC. Technical specifications of LSAR.431239.001TU. ECPS 5962.2021. Voskhod JSC is the Kaluga Radio Tube Plant*. 2021:62. (In Russ.)

Информация об авторах / Information about the authors

Вадим Юрьевич Трофимов

кандидат технических наук,
доцент кафедры автономных информационных
и вычислительных систем,
Балтийский государственный технический
университет "ВОЕНМЕХ" имени Д. Ф. Устинова
(Россия, г. Санкт-Петербург,
ул. 1-я Красноармейская, 1)
E-mail: v.y.trofimov@onegroup.ru

Vadim Yu. Trofimov

Candidate of technical sciences,
associate professor of the sub-department
of autonomous information and computing systems,
Baltic State Technical University "Voenmeh"
named after D.F. Ustinov
(1, 1st Krasnoarmeyskaya street,
Saint Petersburg, Russia)

Леонид Ефимович Шахмейстер

доктор технических наук, профессор,
профессор кафедры автономных
информационных и вычислительных систем,
старший научный сотрудник,
Балтийский государственный технический
университет "ВОЕНМЕХ" имени Д. Ф. Устинова
(Россия, г. Санкт-Петербург,
ул. 1-я Красноармейская, 1)
E-mail: l.e.shahmeister@onegroup.ru

Leonid E. Shakhmeister

Doctor of technical sciences, professor,
professor of the sub-department
of autonomous information and computing systems,
senior researcher,
Baltic State Technical University "Voenmeh"
named after D.F. Ustinov
(1, 1st Krasnoarmeyskaya street,
Saint Petersburg, Russia)

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов /

The authors declare no conflicts of interests.

Поступила в редакцию / Received 29.01.2025

Поступила после рецензирования / Revised 29.02.2025

Принята к публикации / Accepted 20.03.2025