

**П.А. Землянухин**

### **ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК УМНОЖИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ НА БАЗЕ ОГРАНИЧИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ**

*Исследования посвящены вопросам, связанным с анализом возможностей и характеристик умножителей частоты гармонических колебаний, построенных на базе колебательного контура и ограничителя напряжения. Из сигнала, изменяющегося по гармоническому закону, ограничитель напряжения формирует импульсы напряжения, представляющие собой части синусоиды и имеющие требуемый угол отсечки. Эти импульсы используются для управления колебательным контуром с целью обеспечения умножения частоты входного сигнала при настройке параметров колебательного контура умножителя частоты на частоты, кратные частоте входного сигнала. Показано, что использование биполярного транзистора, включенного по схеме с общей базой и выполняющего роль ограничителя напряжения, позволяет построить умножитель частоты гармонических колебаний с характеристиками лучшими, чем у устройств, в которых биполярный транзистор включен по схеме с общим эмиттером. В устройстве исключено влияние эффекта Миллера на частотные свойства умножителя частоты, что способствует существенному увеличению верхней частоты работы устройства. Так верхняя частота работы умножителя частоты на базе ограничителя напряжения может быть увеличена не менее чем в 20 раз в сравнении с умножителем частоты, в котором биполярный транзистор включен по схеме с общим эмиттером. Следует отметить, что, в рассматриваемом умножителе частоты, можно использовать как параллельный, так и последовательный колебательные контуры. Технически выбор типа колебательного контура определяется сопротивлениями резисторов, пропускающих входной сигнал к колебательному контуру. Использование в умножителе частоты последовательного колебательного контура позволяет снизить напряжение питания устройства в целом. Показано, что умножитель частоты на базе ограничителя напряжения может довести кратность умножения частоты до 5–7, поскольку в устройстве могут использоваться входные сигналы, имеющие высокую амплитуду, без нарушения работоспособности биполярного транзистора.*

*Умножитель частоты; гармоническое колебание; колебательный контур; ограничитель напряжения; угол отсечки; верхняя частота работы; кратность умножения частоты.*

**P.A. Zemlyanukhin**

### **ON CAPABILITIES OF THE FREQUENCY MULTIPLIER OF HARMONIC OSCILLATIONS ON THE BASIS OF THE VOLTAGE LIMITER**

*The studies are devoted to the consideration of issues related to the capabilities and characteristics of frequency multipliers of harmonic oscillations, built on the basis of an oscillating circuit and a voltage limiter. From the harmonic signal, the voltage limiter allows generating the voltage pulses, which are parts of the sinusoid and having the required cutoff angle. These voltage pulses are used to control the oscillation circuit in order to provide multiplication of the frequency of the input signal when tuning the parameters of the oscillator circuit of the frequency multiplier by the corresponding frequencies multiples of the frequency of the input signal. It is shown that the use of a bipolar transistor included in a common-base circuit and acting as a voltage limiter makes it possible to construct a harmonic oscillation frequency oscillator with characteristics better than those in which the bipolar transistor is connected in a common-emitter circuit. In this device, the influence of the Miller effect on the frequency properties of the frequency multiplier is eliminated, which contributes to a significant increase in the upper frequency of the device. So the upper frequency of the frequency multiplier on the basis of the voltage limiter can be increased by at least 20 times, in comparison with the frequency multiplier, in which the bipolar transistor is*

*switched on in a common-emitter circuit. It should be noted that, in the frequency multiplier under consideration, it is possible to use both parallel and series oscillatory circuits. Technically, the choice of the type of the oscillatory circuit is determined by the resistor values of the resistors passing the input signal to the oscillatory circuit. The use of a serial oscillatory circuit in the frequency multiplier allows reducing the supply voltage of the device as a whole. It is shown that a frequency multiplier constructed on the basis of a voltage limiter allows multiplying the frequency multiplication up to 5–7, since the device can use input signals having a high intensity, without disturbing the bipolar transistor.*

*Frequency multiplier; harmonic oscillation; oscillatory circuit; voltage limiter; cut-off angle; upper frequency of operation; multiplicity of frequency multiplication.*

**Введение.** При проектировании и построении радиопередающих и других радиотехнических устройств и систем широкое применение находят умножители частоты гармонических колебаний. Для повышения эффективности преобразования сигналов в подобных устройствах, повышения их надежности требуется поиск новых технических решений умножителей частоты, поэтому это является актуальной задачей.

В [1–4] приведены примеры построения умножителя частоты на основе резонансного усилителя, активным элементом которого является биполярный транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером (ОЭ). В качестве нагрузочного элемента резонансного усилителя использован параллельный колебательный контур. Для обеспечения умножения частоты резонансная частота контура выбирается равной  $n$ -й гармонике входного сигнала. В [1–5] проведен подробный анализ функционирования подобных умножителей частоты. В частности отмечается следующее:

- ◆ транзистор в усилителе работает в режиме отсечки тока;
- ◆ появление выходного сигнала с умноженной частотой обеспечивается формированием импульсов тока в коллекторной цепи транзистора, которые управляют колебательным контуром;
- ◆ угол отсечки импульсов тока, формируемых в соответствии с входным сигналом и управляющих колебательным контуром, должен соответствовать той гармонике выходного сигнала, на которую настроен колебательный контур.

В [1–3] отмечается, что при удвоении частоты угол отсечки должен быть равен  $\theta = 60^\circ$ , при утроении частоты  $\theta = 40^\circ$  и т.д. При управлении колебательным контуром импульсами тока с соответствующим углом отсечки на выходе умножителя частоты колебательный контур, настроенный на  $n$ -ю гармонику входного сигнала, выделяет спектральную составляющую, присутствующую в спектре импульсов тока и соответствующую этой гармонике, что и является выходным сигналом.

Отмеченным умножителям частоты характерны существенные недостатки. Во-первых, это существенное снижение верхней частоты работы устройства в сравнении с граничной частоты транзистора. Действительно транзистор включен по схеме с ОЭ, а в этом случае на частотные свойства устройства сильное влияние оказывает эффект Миллера [6]. Во-вторых, подобные устройства позволяют получить эффективное умножение частоты гармонического колебания не выше трех [3], поскольку для обеспечения умножения частоты с кратностью выше трех требуется высокая интенсивность входного сигнала, что снижает надежность устройства и может приводить к выходу его из строя.

В [7–8] проведен анализ построения умножителей частоты с использованием варакторов (варикапов) [9]. Эти приборы имеют емкость с нелинейной вольт-фарадной характеристикой, величина которой зависит от напряжения, приложенного к варактору. В работах говорится, что использование варакторов позволяет получить отклик с большим числом спектральных составляющих, кратных частоте

входного сигнала. Из числа этих спектральных составляющих избирательная цепь, в роли которой может использоваться колебательный контур, выделяет спектральную составляющую, соответствующую выходному сигналу с умноженной частотой, кратной частоте входного сигнала.

Следует отметить, что в подобных умножителях частоты так же требуется формирование импульсов тока, углы отсечки которых должны соответствовать кратности умножения частоты. Это связано с использованием полупроводниковых диодов при обратном смещении, выполняющих роль варакторов. Соответственно, при желании увеличить кратность умножения частоты более трех, необходимо обеспечить режим высокой интенсивности входного сигнала, что может привести к выходу из строя диода.

В [3], используя кусочно-линейную аппроксимацию вольт-амперной характеристики нелинейного элемента, проведен анализ работы умножителя частоты на транзисторе, который включен по схеме с ОЭ. В работе представлено обоснование выбора углов отсечки импульсов тока, которые формируются в коллекторной цепи транзистора, в соответствии с тем, какую гармонику импульсов тока необходимо выделить колебательным контуром. В этом устройстве для повышения кратности умножения частоты требуется режим высокой интенсивности входного сигнала, что может вывести из строя транзистор. Кроме этого верхняя частота работы устройства существенно ниже граничной частоты транзистора из-за проявления эффекта Миллера.

В [10–14] приведены различные технические решения построения умножителей частоты гармонических колебаний, в которых используются полупроводниковые диоды и резонансные цепи. В [15–20] рассмотрены умножители частоты, в которых используются активные элементы и интегральные схемы.

Можно видеть, что имеются различные методы и технические решения умножения частоты гармонических колебаний. Однако для увеличения верхней частоты работы подобных устройств необходимо использовать дорогостоящие транзисторы, имеющие высокие граничные частоты, или высокочастотные диоды. Независимо от используемых приборов, желание увеличить кратность умножения частоты (больше 2–3) сопряжено с обеспечением высокой интенсивности входного сигнала, что может привести к снижению надежности умножителей частоты гармонических колебаний. Исходя из этого, можно заключить, что поиск новых технических решений построения высокоэффективных умножителей частоты является актуальной задачей.

*Цель исследований состоит в анализе возможностей и характеристик умножителей частоты гармонических колебаний на базе ограничителей напряжения, позволяющих увеличить верхнюю частоту работы устройства, приближая ее к граничной частоте транзисторов, используемых в умножителях частоты, и увеличить кратность умножения частоты выходного сигнала.*

**Модель умножителя частоты.** Для анализа возможностей и характеристик умножителя частоты на базе ограничителя напряжения на рис. 1,а приведена модель устройства. Она включает ограничитель напряжения, избирательную цепь и два резистора. В роли ограничителя напряжения можно использовать, например, биполярный транзистор n-p-n-типа, включенный по схеме с общей базой (ОБ), когда к базе транзистора прикладывается постоянное напряжение  $U_0$ . В этом случае на выходе ограничителя напряжения (эмиттер транзистора) установится постоянное напряжение

$$U_{\text{огр}} = U_0 - V_0, \quad (1)$$

где  $V_0$  – напряжение, падающее на прямосмещенном p-n-переходе база-эмиттер транзистора.

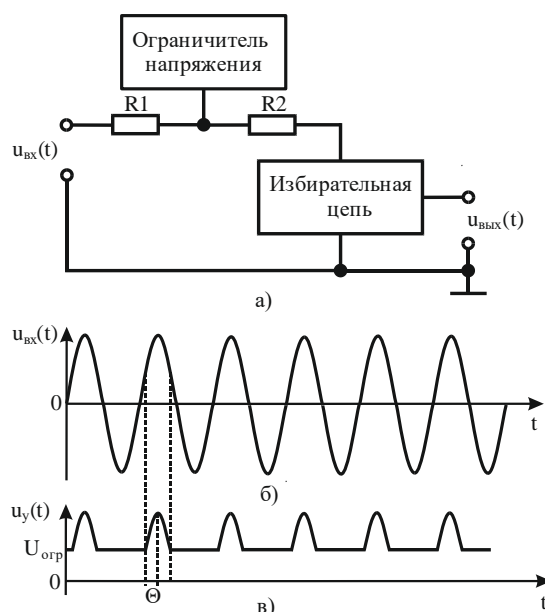


Рис. 1. Умножитель частоты на базе ограничителя напряжения: а – модель умножителя частоты; б – входной сигнал; в – управляющее напряжение

Выход ограничителя напряжения через резистор  $R2$  соединен с избирательной цепью. В качестве избирательной цепи можно использовать последовательный или параллельный колебательные контуры. При использовании последовательного колебательного контура сопротивления резисторов  $R1$  и  $R2$  должны иметь достаточно малое значение, а при использовании параллельного колебательного контура – достаточно большое значение, чтобы обеспечить требуемую добротность колебательного контура. В [21] описан умножитель частоты на базе ограничителя напряжения, где используется последовательный колебательный контур.

На вход умножителя частоты гармонических колебаний подается сигнал, изменяющийся по гармоническому закону (рис. 1,б). Через резистор  $R1$  входной сигнал поступает в узел соединения эмиттера транзистора, на базе которого построен ограничитель напряжения, второго вывода резистора  $R1$  и первого вывода резистора  $R2$ . В соответствии с (1), в этом узле соединения формируются импульсы напряжения (рис. 1,в): идет ограничение отрицательной полуволны и частично положительной полуволны гармонического сигнала. Это позволяет сформировать сигнал ( $u_\gamma(t)$ ) для управления колебательным контуром. Этот сигнал представляет собой последовательность усеченных синусоид с углом отсечки  $\theta$ , необходимым для управления колебательным контуром. В работе [22] показано, что для умножителей частоты, построенных на базе ограничителей напряжения, значения углов отсечки, в зависимости от кратности умножения частоты, определяются выражением  $\theta_n = 360^\circ/4n$ , где  $n = 2, 3, \dots$  коэффициент, определяющий кратность умножения частоты.

Видно, что для удвоения частоты угол отсечки равен  $\theta_2 = 45^\circ$ . При утроении частоты угол отсечки равен  $\theta_3 = 30^\circ$  и т.д. Использование этих углов отсечки позволяет: во-первых, исключить появление в отклике колебательного контура импульса напряжения на частоте входного воздействия; во-вторых, сохранить форму сигнала отклика, формируемого колебательным контуром, близкую к форме гармонического сигнала.

Таким образом, через резистор  $R_2$  импульсы напряжения  $u_y(t)$  прикладываются к колебательному контуру, где за счет переходных процессов, происходящих в колебательном контуре [22], формируется выходной сигнал с частотой, умноженной в  $n$  раз.

**Анализ верхней частоты работы умножителя частоты на базе ограничителя напряжения.** Проведем сравнительный анализ верхней частоты, на которой может выполнять свои функции умножитель частоты на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ, когда параллельный колебательный контур включен в коллекторную цепь транзистора [3], и умножитель частоты, в котором в роли ограничителя напряжения используется биполярный транзистор, включенный по схеме с ОБ. Во втором случае так же используется параллельный колебательный контур.

В известном умножителе частоты [3] биполярный транзистор включен по схеме с ОЭ. Это устройство может рассматриваться, как резонансный усилитель. Колебательный контур, включенный в коллекторную цепь транзистора, является нагрузочным элементом. На резонансной частоте сопротивление колебательного контура имеет чисто резистивный характер [23]:

$$R_0 = \frac{\rho^2}{R},$$

где  $\rho = \sqrt{L/C}$  – характеристическое сопротивление контура;  $L, C$  и  $R$  – индуктивность катушки индуктивности, емкость конденсатора и сопротивление потерь контура. Это позволяет провести анализ резонансного усилителя в частотной области, заменив его апериодическим усилителем, где в цепи коллектора транзистора в качестве элемента нагрузки используется резистор с сопротивлением соответствующим сопротивлению колебательного контура на резонансной частоте.

В усилителе входной сигнал, умножение частоты которого необходимо произвести, подается на базу транзистора. При включении транзистора по схеме с ОЭ емкость коллекторного перехода  $C_{к*}$ , приведенная к базе транзистора, в  $(1 + K_u)$  раз больше емкости  $C_{кз}$  р-п-перехода коллектор-база транзистора. Это обусловлено проявлением эффекта Миллера. В данном случае  $K_u$  – коэффициент усиления каскада по напряжению при включении транзистора по схеме с ОЭ. Это приводит к тому, что каскад имеет существенно ниже верхнюю частоту работы, чем эта частота будет у каскада, в котором транзистор включен по схеме с общим коллектором (ОК), либо с ОБ [24].

На частотные свойства каскада, где транзистор включен по схеме с ОЭ, так же оказывает влияние зависимость от частоты коэффициента передачи базового тока  $\beta$  [25]

$$f_T = \beta f_\beta, \quad (2)$$

где  $f_T$  – граничная частота (в справочниках можно встретить обозначение  $f_r$ ), на которой коэффициент передачи базового тока транзистора становится равным единице;  $\beta$  – коэффициент передачи базового тока транзистора, включенного по схеме с ОЭ в области низких частот;  $f_\beta$  – частота, на которой коэффициент  $\beta$  снижается на 3 дБ (до уровня 0,707 от значения на низких частотах).

Таким образом, частота, на которой коэффициент  $\beta$  снижается на 3 дБ, может быть меньше частоты  $f_T$  в десятки и сотни раз, поскольку коэффициент  $\beta$  может иметь значения от нескольких десятков до нескольких сотен [26]. Снижение величины коэффициента  $\beta$  с ростом частоты также приводит к снижению верхней частоты работы устройства.

В [27] приведен расчет частотных свойств усилительного каскада, в котором транзистор включен по схеме с ОЭ. Для этого усилительного каскада выбран транзистор КТ315Б с параметрами:  $\beta = 50 \dots 350$ ;  $f_r = 250$  МГц;  $C_{кз} = 7$  пФ, где

$C_{кэ}$  – емкость между коллектором и эмиттером транзистора. В [27] отмечается, что емкость  $C_{кэ}$  представляет собой последовательное соединение двух емкостей: емкости р-п-перехода коллектор-база  $C_{кб}$  и емкости р-п-перехода база-эмиттер  $C_{бэ}$  транзистора. Как правило, относительно этих емкостей выполняется неравенство  $C_{бэ} \gg C_{кб}$ . Исходя из этого, при расчетах принято, что  $C_{кэ} \approx C_{кб}$ .

Расчеты, приведенные в [27], показывают, что верхняя частота работы усилительного каскада, когда коэффициент усиления каскада снижается до уровня 0,707, по входной цепи равна 2,1 МГц, а по выходной цепи верхняя частота равна 6,6 МГц. Учитывая то обстоятельство, что верхнюю частоту работы каскада определяет наименьшее значение из вычисленных частот, т.е. частота 2,1 МГц, соответственно принято, что это есть верхняя частота работы усилительного каскада. Можно видеть, что эта частота в 119 раз меньше граничной частоты, что согласуется с выражением (2). Соответственно, использование биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ, в умножителе частоты, будет приводить к неоправданному существенному снижению верхней частоты работы устройства.

Рассмотрим верхнюю частоту работы умножителя частоты гармонических колебаний на базе ограничителя напряжения, где в качестве ограничителя напряжения используется биполярный транзистор, включенный по схеме с ОБ. Параллельный колебательный контур включен в эмиттерную цепь транзистора. Эквивалентная схема этого умножителя частоты приведена на рис. 2,а.

В этом устройстве транзистор включен таким образом, что его коллектор подключен к шине источника напряжения питания  $E_{п}$ , а на базу транзистора подается постоянное напряжение смещения  $U_0$ . В этом случае на емкости р-п-перехода коллектор-база  $C_{кб}$  транзистора будет присутствовать постоянное напряжение, поэтому она не будет оказывать влияния на частотные свойства устройства. В качестве паразитных емкостей, которые будут оказывать влияние на частотные свойства умножителя частоты, следует отметить емкость между коллектором и эмиттером  $C_{кэ}$  транзистора, паразитную емкость  $C_{п}$ , включающую емкость монтажа и емкость  $C_{вых}$  со стороны выхода источника входного сигнала  $u_{вх}(t)$ . В соответствии с отмеченным на рис. 2,а приведена эквивалентная схема умножителя частоты. Здесь выходное сопротивление  $r_{г}$  источника сигнала  $u_{вх}(t)$  имеет малую величину, порядка 10–50 Ом, что существенно меньше сопротивления резистора  $R_1$ . В связи с этим в дальнейших расчетах это сопротивление учитывать не будем. Емкость  $C_{вых}$  включена параллельно емкости  $C_{п}$ .

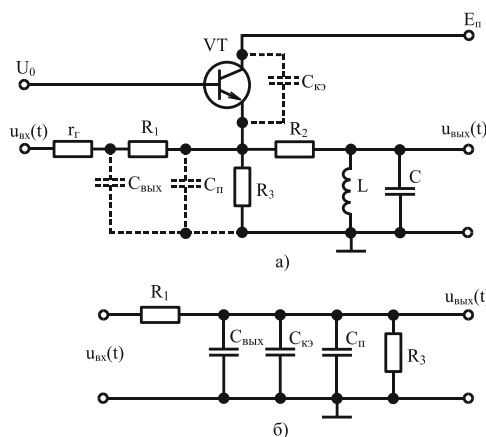


Рис. 2. Эквивалентная схема умножителя частоты (а) и модель тракта передачи входного сигнала в умножителе частоты гармонических колебаний (б)

Входной сигнал  $u_{\text{вх}}(t)$  через резистор  $R1$  поступает в узел соединения эмиттера транзистора, второго вывода резистора  $R1$ , первого вывода резистора  $R2$  и первого вывода резистора  $R3$ . В этом узле входной сигнал  $u_{\text{вх}}(t)$  будет ограничиваться с целью формирования импульсов напряжения для управления колебательным контуром, когда интенсивность входного сигнала будет меньше величины

$$U_3 = U_0 - V_0.$$

Это обеспечивается малым сопротивлением эмиттерного р-п-перехода транзистора при прямом смещении (сопротивление от 10 Ом до 60 Ом [27]). Когда напряжение на эмиттере транзистора будет выше  $U_3$ , эмиттерный р-п-переход транзистора будет обратно смещен. Это обеспечит высокое сопротивление эмиттерного перехода. В результате к колебательному контуру будут проходить импульсы напряжения с требуемым углом отсечки. Значение угла отсечки устанавливается выбором напряжения смещения  $U_0$ . Тогда, в соответствии с эквивалентной схемой (рис. 2,а), модель цепи, по которой передается входной сигнал к узлу соединения эмиттера транзистора  $VT$  и трех резисторов ( $R1$ ,  $R2$  и  $R3$ ), можно представить в виде, приведенном на рис. 2,б.

В рассматриваемом множителе частоты гармонических колебаний транзистор  $VT$  включен таким образом, что входной сигнал  $u_{\text{вх}}(t)$  прикладывается к эмиттеру транзистора. Это позволяет рассматривать включение транзистора по схеме с ОБ относительно управляющего сигнала.

В [27] приведено выражение (57), которое позволяет произвести расчет максимальной верхней частоты работы входной цепи транзистора, при включении его по схеме с ОБ. В соответствии с этим выражением, применительно к модели, представленной на рис. 2,б, верхнюю частоту, с которой могут быть сформированы импульсы напряжения для управления колебательным контуром в множителе частоты, можно представить в виде

$$f_{B1} = \frac{1}{R_1(C_{\text{вых}} + C_{\text{кэ}} + C_{\text{п}})}, \quad (3)$$

где  $R_1$  – сопротивление резистора  $R1$  в модели.

В соответствии с примером в [27] принимаем, что  $C_{\text{кэ}} = 7$  пФ,  $C_{\text{п}} = 10$  пФ и  $C_{\text{вых}} = 10$  пФ. Тогда, подставляя данные в выражение (3), получим зависимость  $f_{B1}$  от сопротивления резистора  $R_1$ :

$$f_{B1} = \frac{1}{R_1(10 + 7 + 10) \cdot 10^{-12}} = \frac{3,7 \cdot 10^{10}}{R_1}.$$

Проведем анализ полученного соотношения. При амплитуде входного сигнала  $U_m = 5$  В и при токе коллектора транзистора  $I_k = 10$  мА сопротивление резистора  $R_1$  равно 500 Ом. При таком сопротивлении получим  $f_{B1} = 74$  МГц. При снижении амплитуды входного сигнала, например, до  $U_m = 2$  В сопротивление резистора  $R_1$  будет равно 200 Ом, что соответствует максимальной частоте работы множителя частоты  $f_{B1} = 185$  МГц.

На рис. 3,а приведены результаты моделирования амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) усилителя, где транзистор включен по схеме с ОЭ (верхний график), и тракта передачи входного сигнала (рис. 2,а), где транзистор включен по схеме с ОБ (нижний график).

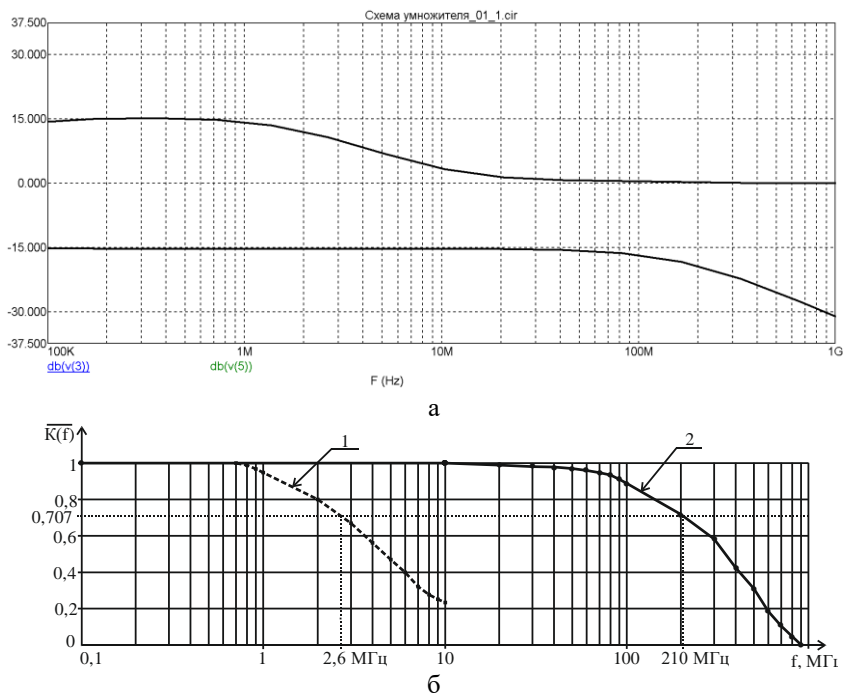


Рис. 3. Результаты моделирования АЧХ устройств: а – транзистор включен по схеме с ОЭ (верхний график), транзистор включен по схеме с ОБ (нижний график); б – нормированные АЧХ, где транзистор включен по схеме с ОЭ (1) и по схеме с ОБ (2)

На рис. 3,б приведены нормированные АЧХ усилителя, где транзистор включен по схеме с ОЭ (1), и тракта передачи входного сигнала (рис. 2,а), где транзистор включен по схеме с ОБ (2). Из графиков на рис. 3,б видно, что при спаде АЧХ на 3 дБ (уровень 0,707) для усилителя, где транзистор включен по схеме с ОЭ, рабочая частота работы устройства равна 2,6 МГц. Для тракта передачи входного сигнала (рис. 2,а), где транзистор включен по схеме с ОБ, при спаде АЧХ на 3 дБ, рабочая частота устройства составляет 210 МГц.

Таким образом, в рассматриваемом умножителе частоты на базе ограничителя напряжения, в сравнении с умножителем частоты, когда колебательный контур включен в коллекторную цепь транзистора [3], можно увеличить верхнюю частоту работы умножителя частоты не менее чем в 20 раз при условии использования в них однотипных транзисторов с одинаковыми параметрами. В соответствии с примером, взятым из [27], отметим, что в этом случае возможно умножение частоты 0,8 МГц, например, в три раза, где будет получена частота выходного сигнала 2,4 МГц. В рассматриваемом умножителе частоты на базе ограничителя напряжения, с целью умножения частоты входного сигнала в 3 раза (формирование третьей гармоники) можно использовать входные сигналы с частотой более чем в 20 раз выше.

Анализ возможностей по увеличению коэффициента кратности умножения частоты в умножителях частоты на базе ограничителей напряжения. При рассмотрении возможностей по увеличению коэффициента кратности умножения частоты следует провести анализ безопасной работы, например, биполярных транзисторов.

Проводя анализ маломощных высокочастотных кремниевых биполярных транзисторов [28], можно заметить, что напряжение  $V_0$  между базой и эмиттером транзистора, при котором различные транзисторы начинают открываться (перехо-



дуть в рабочий режим), лежит в диапазоне от 0,4 В до 0,8 В. Для дальнейшего анализа принимаем, что  $V_0 = 0,6$  В, поскольку это напряжение несущественно при проведении дальнейшего анализа. Более существенен диапазон изменения сигнала напряжения  $\Delta u_{бэ}$  между базой и эмиттером транзистора, в рамках которого ток коллектора транзистора изменяется от значения близкого к нулю до того, когда ток коллектора транзистора достигает максимального значения. Этот диапазон изменения напряжения между базой и эмиттером биполярного транзистора приблизительно равен  $\Delta u_{бэ} \approx 0,3$  В. Таким образом, у умножителя частоты, где транзистор включен по схеме с ОЭ [3], амплитуда импульса напряжения, представляющего собой часть синусоиды с соответствующим углом отсечки, может иметь значение  $\Delta u_{бэ}$  не более 0,3 В. Из [3] известно, что для данного умножителя частоты угол отсечки, в зависимости от того во сколько раз следует умножить частоту входного сигнала, можно определить по формуле:

$$\theta = \frac{120^\circ}{n}, \quad (4)$$

где  $n$  – коэффициент кратности (целое число, определяющее во сколько раз необходимо умножить частоту сигнала).

В соответствии с выражением (4) можно видеть, что при удвоении частоты  $\theta = 60^\circ$ , при утроении частоты  $\theta = 40^\circ$ , при увеличении частоты в четыре раза  $\theta = 30^\circ$ , при увеличении частоты в пять раз  $\theta = 24^\circ$ .

При условии, что амплитуда синусоидального сигнала равна  $U_m = 0,6$  В (амплитуда выбрана из условия  $\Delta u_{бэ} \approx 0,3$  В), по формуле

$$\Delta u_n = U_m \left[ 1 - \sin \left( 90^\circ - \frac{120^\circ}{n} \right) \right] = 0,6 \left[ 1 - \sin \left( 90^\circ - \frac{120^\circ}{n} \right) \right], \quad (5)$$

можно рассчитать амплитуды импульсов, которые будут управлять транзистором при умножении частоты. Так при удвоении частоты имеем  $\Delta u_2 = 0,3$  В, при утроении частоты –  $\Delta u_3 = 0,14$  В, при увеличении частоты в четыре раза –  $\Delta u_4 = 0,081$  В, при увеличении частоты в пять раз –  $\Delta u_5 = 0,052$  В. Из расчетов видно, что при увеличении кратности умножения частоты и при этом сохраняя амплитуду входного сигнала неизменной ( $U_m = 0,6$  В), амплитуда импульсов, управляющих транзистором, снижается. В этом случае и интенсивность импульсов тока коллектора транзистора так же будет резко снижаться. Это не способствует обеспечению качественного умножения частоты сигнала при кратности умножения частоты более двух.

Проведенный анализ подтверждает выводы, отмеченные в [3], что для умножения частоты необходим режим больших колебаний, поскольку при малых амплитудах импульсов, управляющих транзистором, система будет находиться в линейном режиме. В связи с этим на практике, при использовании подобных умножителей частоты, применяют умножение частоты в 2–3 раза [3].

Таким образом, в этих умножителях частоты повысить кратность умножения частоты можно путем использования режима больших колебаний, т.е. путем увеличения амплитуды входного сигнала. Тогда при сохранении амплитуды импульса, управляющего колебательным контуром, на уровне  $\Delta u_{бэ} \approx 0,3$  В, в соответствии с (5), найдем амплитуду входного гармонического сигнала при различных кратностях умножения частоты. Так при утроении частоты имеем  $U_{m3} = 1,28$  В, при умножении частоты в четыре раза –  $U_{m4} = 2,24$  В, а при умножении частоты в пять раз –  $U_{m5} = 3,47$  В. В соответствии с этим можно найти обратные напряжения  $U_{обр.бэ}$ , прикладываемые к р-п-переходу база-эмиттер транзистора при различных кратностях умножения частоты. Для этого используем выражение

$$U_{обр.бэ} = 2U_m - V_0 - \Delta u_{бэ}.$$

Проводя расчеты получим, что при удвоении частоты имеем  $U_{обр.бэ2} = 0,3$  В, при утроении частоты –  $U_{обр.бэ3} = 1,66$  В, при умножении частоты в четыре раза –  $U_{обр.бэ4} = 3,38$  В, а при умножении частоты в пять раз –  $U_{обр.бэ5} = 6,04$  В.

Таким образом, при увеличении коэффициента кратности умножения частоты обратное напряжение, прикладываемое к р-п-переходу база-эмиттер транзистора, начинает резко возрастать. Применительно к этому, используя справочную литературу [29], можно проследить максимально допустимые обратные напряжения, которые можно прикладывать к р-п-переходу база-эмиттер маломощных высокочастотных транзисторов. Так для транзисторов серии КТ316 имеем  $U_{бэ0.мах} = 4$  В ( $f_r = 600$  МГц), для транзисторов серии КТ399 –  $U_{бэ0.мах} = 3$  В ( $f_r = 1800$  МГц), для транзисторов 2Т3121А-6 –  $U_{бэ0.мах} = 2$  В ( $f_r$  не приведена), для транзисторов серий КТ3115, 2Т3124 и 2Т3132 –  $U_{бэ0.мах} = 1$  В ( $f_r$  имеет значения от 5800 МГц до 7000 МГц).

Можно видеть, что с увеличением  $f_r$  значения напряжений  $U_{бэ0.мах}$  снижаются. Таким образом, можно отметить, что, если не учитывать максимальное допустимое обратное напряжение  $U_{бэ0.мах}$  р-п-перехода база-эмиттер при выборе транзисторов для построения умножителя частоты, это может привести к выходу транзистора из строя при повышении кратности умножения частоты за счет увеличения амплитуды импульсов управления транзистором до уровня  $\Delta u_{бэ} \approx 0,3$  В.

Расчеты и сравнительный анализ обратного напряжения, прикладываемого к р-п-переходу биполярного транзистора, подтверждают вывод, сделанный в [3], что в умножителях частоты, где транзисторы включены по схеме с ОЭ, а колебательный контур включен в коллекторную цепь транзистора, проблематично получить умножение частоты гармонического сигнала более трех.

Применительно к умножителю частоты, построенному с использованием ограничителя напряжения (рис. 2,а), относительно повышения кратности умножения частоты, можно отметить следующее. В этом устройстве транзистор включен таким образом, что на его базу подается постоянное напряжение, а входной сигнал через резистор  $R1$  поступает в узел соединения эмиттера транзистора  $VT$ , второго вывода резистора  $R2$  и первого вывода резистора  $R3$ . При таком включении транзистор работает как ограничитель напряжения относительно эмиттера, при этом сформированные импульсы напряжения, имеющие требуемые углы отсечки, в зависимости от кратности умножения частоты, передаются через резистор  $R2$  к колебательному контуру. В этом случае, сформированные импульсы напряжения и будут обеспечивать напряжение обратного смещения р-п-перехода база-эмиттер транзистора. Это говорит о том, что амплитуды импульсов напряжения, сформированные для управления колебательным контуром, могут быть выше в 3 раза (например, для транзисторов КТ3115, 2Т3124 и 2Т3132), чем у умножителя частоты, где транзистор включен по схеме с ОЭ [3]. Использование менее высокочастотных транзисторов, например, КТ399 и 2Т3121А-6, позволяет увеличить амплитуду импульсов в 6 ... 13 раз. Это позволяет повысить кратность умножения частоты до 5–7, соответственно упростить по своей структуре радиотехнические устройства, широко используемые в телекоммуникационных системах.

**Заключение.** По результатам, проведенных исследований умножителя частоты на базе ограничителя напряжения, в сравнении с умножителем частоты, где транзистор включен по схеме с ОЭ, а параллельный колебательный контур располагается в коллекторной цепи транзистора, при условии использования однотипных транзисторов с одинаковыми характеристиками, можно отметить следующее:

- ♦ подобное построение умножителя частоты гармонических колебаний позволяет не менее, чем в 20 раз, увеличить верхнюю частоту работы умножителя частоты;

- ◆ построение умножителей частоты на базе ограничителей напряжения позволяет увеличить кратность умножения частоты до 5–7, что благоприятно сказывается на структуре радиотехнических устройств, используемых в телекоммуникационных системах;
- ◆ в умножителе частоты на базе ограничителя напряжения, можно использовать, как параллельный, так и последовательный колебательные контура, где выбор типа колебательного контура определяется величинами сопротивлений резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$ .

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие для вузов. – 5-е изд., испр. и доп. – М.: Дрофа, 2006. – 719 с.
2. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов. – 3-е изд. перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 2000. – 462 с.
3. *Зернов Н.В., Карпов В.Г.* Теория радиотехнических цепей. – М. – Л.: Энергия, 1965. – 892 с.
4. *Харкевич А.А.* Основы радиотехники. – 3-е изд., стер. – М.: Физматлит, 2007. – 512 с.
5. *Иванов М.Т., Сергиенко А.Б., Ушаков В.Н.* Теоретические основы радиотехники: учеб. пособие / под ред. В.Н. Ушакова. – М.: Высш. шк., 2002. – 306 с.
6. *Степаненко И.П.* Основы теории транзисторов и транзисторных схем. – 4-е изд. перераб. и доп. – М.: Энергия, 1977. – 672 с.
7. Умножители частоты на диодах с нелинейной емкостью. – URL: [http://life-prog.ru/2\\_50973\\_umnozhiteli-chastoti-na-diodah-s-nelineynoy-emkostyu.html](http://life-prog.ru/2_50973_umnozhiteli-chastoti-na-diodah-s-nelineynoy-emkostyu.html).
8. Умножение частоты в генераторах. – URL: <http://conture.by/post/267>.
9. Варакторный диод. – URL: [www.phys.rsu.ru](http://www.phys.rsu.ru).
10. А.С. 209545 СССР, МПК H03B 19/10 Утроитель частоты / Л.Б. Калинин (СССР). – № 1057528/26-9; заявл. 21.11.1966; опубл. 26.01.1968, Бюл. № 5. – 2 с.
11. *Лабутин Л.* Радиоимпульсное умножение частоты. – URL: <http://ideyka.narod.ru/TEMA/radio/rf/s2/st1.html>.
12. А.С. 243662 СССР, МПК H03B 19/00 Умножитель частоты на лавинно-пролетных диодах / А.М. Цебиев (СССР). – № 959924/26-9; заявл. 31.07.1964; опубл. 14.05.1969, Бюл. № 17. – 3 с.
13. Патент 2324284 Российская Федерация, МПК H03B 19/10. Гармонический умножитель частоты / А.М. Бочаров, М.И. Бочаров, О.П. Новожилов; заявитель и патентообладатель Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Воронежский государственный технический университет" (RU); заявл. 03.10.2006; опубл. 10.05.2008, Бюл. № 12. – 3 с.
14. А.С. 285987 СССР, МПК H03B 19/10 Умножитель частоты / В.Д. Довбаш (СССР). – № 1244324/26-9; заявл. 03.06.1968; опубл. 10.11.1970, Бюл. № 34. – 3 с.
15. Патент 2186455 Российская Федерация, МПК H03B 19/18. Умножитель частоты / С.Б. Мальцев, Д.О. Корнеев; заявитель и патентообладатель Мальцев С.Б. (UA), Корнеев Д.О. (RU); заявл. 10.05.2001; опубл. 27.07.2002, Бюл. № 15. – 3 с.
16. А.С. 295176 СССР, МПК H03B 19/00 Умножитель частоты гармонических колебаний / Ю.Б. Беликов, В.Л. Ченцов (СССР). – № 1093673/26-9; заявл. 30.09.1967; опубл. 04.02.1971, Бюл. № 7. – 2 с.
17. Патент 2044405 Российская Федерация, МПК H03K 5/156, H03B 19/10. Умножитель частоты / В.С. Дехтярев, С.Ю. Жуковский, А.Г. Зызин; заявитель и патентообладатель Научно-исследовательский институт измерительной техники; заявл. 26.12.1989; опубл. 20.09.1995, Бюл. № 21. – 2 с.
18. Умножители частоты. – URL: <http://digteh.ru/digital/MulFr.php>.
19. Патент 2292629 Российская Федерация, МПК H03B 19/05. Гармонический умножитель частоты / А.М. Бочаров, А.И. Мушта, О.П. Новожилов; заявитель и патентообладатель Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Воронежский государственный технический университет" (RU); заявл. 11.07.2005; опубл. 27.01.2007, Бюл. № 2. – 2 с.

20. Патент 2380822 Российская Федерация, МПК H03B 19/00. Умножитель частоты / О.П. Новожилов, М.И. Бочаров, Ю.С. Балашов, А.И. Мушта, А.М. Сумин, Ю.В. Худяков; заявитель и патентообладатель Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Воронежский государственный технический университет" (RU); заявл. 09.01.2008; опубл. 27.01.2010, Бюл. № 2. – 2 с.
21. Патент на полезную модель 169928 Российская Федерация, МПК H03B 19/10. Умножитель частоты гармонических колебаний / П.А. Землянухин; заявитель и патентообладатель Федеральное государственное образовательное учреждение высшего образования "Южный федеральный университет" (RU); заявл. 19.09.2016; опубл. 06.04.2017, Бюл. № 10. – 23 с.
22. *Землянухин П.А.* Умножитель частоты устройств телекоммуникаций на базе колебательного контура и ограничителя напряжения // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2015. – № 8. – С. 85-96.
23. *Попов В.П.* Основы теории цепей: учеб. для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1998 – 575 с.
24. *Гусев В.Г., Гусев Ю.М.* Электроника и микропроцессорная техника: учебник. – 6-е изд. стер. – М.: КНОРУС, 2013. – 800 с.
25. *Титце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство: пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
26. *Терецук Р.М., Терецук К.М., Седов С.А.* Полупроводниковые приемно-усилительные устройства: Справочник радиолюбителя. – Киев: Наукова Думка, 1981. – 672 с.
27. Усилители на биполярных транзисторах: Методические указания / Перм. ун-т; Сост. И.Л. Вольхин, Н.Н. Коротаев, А.Г. Михайловский – Пермь, 1998. – 36 с.
28. *Аронов В.Л., Баюков А.В., Зайцев А.А. и др.* Полупроводниковые приборы: транзисторы: Справочник / Под общ. ред. Н.Н. Горюнова. – 2-е изд., перераб. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 904 с.
29. Справочник по транзисторам. – URL: [http://www.5v.ru/ds/trnz\\_ru.htm](http://www.5v.ru/ds/trnz_ru.htm).

#### REFERENCES

1. *Gonorovskiy I.S.* Radiotekhnicheskie tsepi i signaly: ucheb. posobie dlya vuzov [Radio circuits and signals: textbook for high schools]. 5 ed. Moscow: Drofa, 2006, 719 p.
2. *Baskakov S.I.* Radiotekhnicheskie tsepi i signaly: uchebnyk dlya vuzov [Radio circuits and signals: textbook for universities]. 3 ed. Moscow: Vysshaya shkola, 2000, 462 p.
3. *Zernov N.V., Karpov V.G.* Teoriya radiotekhnicheskikh tsepey [Theory of radio circuits]. Moscow- Leningrad: Energiya, 1965, 892 p.
4. *Kharkevich A.A.* Osnovy radiotekhniki [Fundamentals of radio engineering]. 3 ed. Moscow: Fizmatlit, 2007, 512 p.
5. *Ivanov M.T., Sergienko A.B., Ushakov V.N.* Teoreticheskie osnovy radiotekhniki: ucheb. posobie [Theoretical fundamentals of radio engineering: textbook], ed. by Ushakova V.N. Moscow: Vyssh. shk., 2002, 306 p.
6. *Stepanenko I.P.* Osnovy teorii tranzistorov i tranzistornykh skhem [Fundamentals of theory of transistors and transistor circuits]. 4 ed. Moscow: Energiya, 1977, 672 p.
7. Umnozhiteli chastoty na diodakh s nelineynoy emkost'yu [Frequency multipliers using diodes with nonlinear capacitance]. Available at: [http://life-prog.ru/2\\_50973\\_umnozhiteli-chastoti-nadiodah-s-nelineynoy-emkostyu.html](http://life-prog.ru/2_50973_umnozhiteli-chastoti-nadiodah-s-nelineynoy-emkostyu.html).
8. Umnozhenie chastoty v generatorakh [The frequency multiplication in the generators]. Available at: <http://conture.by/post/267>.
9. Varaktorny diod [Varactor diode]. Available at: [www.phys.rsu.ru](http://www.phys.rsu.ru).
10. *Kalinin L.B.* Utroitel' chastoty [The frequency tripler]. Copyright certificate 209545 USSR, MPK H03B 19/10. No. 1057528/26-9; stated 21.11.1966; published 26.01.1968, Bull. No. 5, 2 p.
11. *Labutin L.* Radioimpul'snoe umnozhenie chastoty [Radiopulse the frequency multiplication]. Available at: <http://ideyka.narod.ru/TEMA/radio/rf/s2/st1.html>.
12. *Tsebiev A.M.* Umnozhitel' chastoty na lavinno-proletnykh diodakh [The frequency multiplier on impact avalanche transit-time diodes]. Copyright certificate 243662 USSR, MPK H03B 19/00. No. 959924/26-9; stated 31.07.1964; published 14.05.1969, Bull. No. 17, 3 p.
13. *Bocharov A.M., Bocharov M.I., Novozhilov O.P.* Garmonicheskii umnozhitel' chastoty [Harmonic frequency multiplier]. Patent RF 2324284, MPK H03V 19/10; applicant and patentee of the State educational institution of higher professional education "Voronezh state technical University" (RU); stated 03.10.2006; published 10.05.2008, Bull. No. 12, 3 p.

14. *Dovbash V.D.* Umnozhitel' chastoty [The frequency multiplier]. Copyright certificate 285987 SSSR, MPK H03B 19/10. No. 1244324/26-9; stated 03.06.1968; published 10.11.1970, Bull. No. 34, 3 p.
15. *Mal'tsev S.B., Korneev D.O.* Umnozhitel' chastoty [The frequency multiplier]. Patent RF 2186455, MPK H03V 19/18; applicant and patentee Mal'tsev S.B. (UA), Korneev D.O. (RU); stated 10.05.2001; published 27.07.2002, Bull. No. 15, 3 p.
16. *Belikov Yu.B., Chentsov V.L.* Umnozhitel' chastoty garmonicheskikh kolebaniy [The frequency multiplier of harmonic oscillations]. Copyright certificate 295176 USSR, MPK H03B 19/00. No. 1093673/26-9; stated 30.09.1967; published 04.02.1971, Bull. No. 7, 2 p.
17. *Dekhtyarev V.S., Zhukovskiy S.Yu., Zyzin A.G.* Umnozhitel' chastoty [Frequency multiplier]. Patent RF 2044405, MPK H03K 5/156, H03B 19/10; applicant and patent holder research Institute of measuring equipment; stated 26.12.1989; published 20.09.1995, Bull. No. 21, 2 p.
18. Umnozhiteli chastoty [Frequency multipliers]. Available at: <http://digteh.ru/digital/MulFr.php>.
19. *Bocharov A.M., Mushta A.L., Novozhilov O.P.* Garmonicheskii umnozhitel' chastoty [Harmonic frequency multiplier]. Patent RF 2292629, MPK H03V 19/05; applicant and patentee of the State educational institution of higher professional education "Voronezh state technical University" (RU); stated 11.07.2005; published 27.01.2007, Bull. No. 2, 2 p.
20. *Novozhilov O.P., Bocharov M.I., Balashov Yu.S., Mushta A.L., Sumin A.M., Khudyakov Yu.V.* Umnozhitel' chastoty [The frequency multiplier]. Patent RF 2380822, MPK H03V 19/00; applicant and patentee of the State educational institution of higher professional education "Voronezh state technical University" (RU); stated 09.01.2008; published 27.01.2010, Bull. No. 2, 2 p.
21. *Zemlyanukhin P.A.* Umnozhitel' chastoty garmonicheskikh kolebaniy [The frequency multiplier of harmonic oscillations]. Patent RF na poleznuyu model' 169928, MPK H03V 19/10; applicant and patentee Federal state educational institution of higher professional education "southern Federal University" (RU); stated 19.09.2016; published 06.04.2017, Bull. No. 10, 23 p.
22. *Zemlyanukhin P.A.* Umnozhitel' chastoty ustroystv telekommunikatsiy na baze kolebatel'nogo kontura i ogranichatelya napryazheniya [Frequency multiplier telecommunication devices based on the oscillating circuit and the voltage limiter], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2015, No. 8 (169), pp. 85-96.
23. *Popov V.P.* Osnovy teorii tsepey: ucheb. dlya vuzov [Fundamentals of theory of circuits: learning for universities]. 2 ed. Moscow: Vyssh. shk., 1998, 575 p.
24. *Gusev V.G., Gusev Yu.M.* Elektronika i mikroprotsessornaya tekhnika: uchebnik [Electronics and microprocessor technology: textbook]. 6 ed. Moscow: KNORUS, 2013, 800 p.
25. *Tittse U., Shenk K.* Poluprovodnikovaya skhemotekhnika: spravochnoe rukovodstvo [Semiconductor circuitry: a reference guide]: translation from German. Moscow: Mir, 1982, 512 p.
26. *Tereshchuk R.M., Tereshchuk K.M., Sedov S.A.* Poluprovodnikovye priemno-usilitel'nye ustroystva: spravochnik radiolyubitelya [Semiconductor receiving and amplifying device: Handbook of Amateur radio]. Kiev: Naukova dumka, 1981, 672 p.
27. Usiliteli na bipolyarnykh tranzistorakh: metodicheskie ukazaniya [The amplifiers on bipolar transistors: guidelines], Editors Vol'khin I.L., Korotaev N.N., Mikhaylovskiy A.G. Perm': Perm. un-t, 1998, 36 p.
28. *Aronov V.L., Bayukov A.V., Zaytsev A.A. i dr.* Poluprovodnikovye pribory: tranzistory: spravochnik [Semiconductor devices: transistors: reference book], under General ed. Goryunova N.N. 2 ed. Moscow: Energoatomizdat, 1986, 904 p.
29. Spravochnik po tranzistoram [The reference transistors]. Available at: [http://www.5v.ru/ds/trnz\\_ru.htm](http://www.5v.ru/ds/trnz_ru.htm).

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н. С.Г. Капустян.

**Землянухин Петр Андреевич** – Южный федеральный университет; e-mail: [pazemlyanuchin@sfedu.ru](mailto:pazemlyanuchin@sfedu.ru); 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: 89185061318; кафедра информационной безопасности телекоммуникационных систем; к.т.н.; доцент.

**Zemlyanukhin Petr Andreevich** – Southern Federal University; e-mail: [pazemlyanuchin@sfedu.ru](mailto:pazemlyanuchin@sfedu.ru); 44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia; phone: +79185061318; the department of information security of telecommunication systems; cand. of eng. sc.; associate professor.