

12. *Kukuyashnyy A.V.* Osobennosti formirovaniya LChM signalov s ispol'zovaniem volokonno-opticheskikh struktur [Features of formation of the chirp signals using fiber-optic structures], *Informatsionnoe protivodeystvie ugrozam terrorizma* [Information Counteraction to the Terrorism Threats], 2007, No. 9, pp. 75-88.
13. *Kukuyashnyy A.V., Timonov V.V.* Trebovaniya k elementnoy baze volokonno-opticheskikh protsessorov [Requirements for components of fiber-optic processors], *Radiotekhnicheskie i televizionnye sredstva sbora i obrabotki informatsii: Sbornik nauchnykh statey* [Radio and television means of collecting and processing information: Collection of scientific articles], Ed. By K.E. Romyantseva. Taganrog: Izd-vo TRTU, 1998, 162 p.
14. *Zachinyaev Yu.V., Romyantsev K.E., Kukuyashnyy A.V.* Formirovanie nanosekundnykh LChM-radiosignalov na volokonno-opticheskikh strukturakh [The formation of the nanosecond chirp radio signals on fiber-optic structures], *Elektrotekhnicheskie i informatsionnye sistemy i komplekсы* [Electrical and data processing facilities and systems], 2011, Vol. 7, No. 3, pp. 32-38.
15. *Agraval G.P.* Nelineynaya volokonnaya optika [Nonlinear fiber optics]: Translation from English. Moscow: Mir, 1996, 323 p.
16. *Ivanov A.B.* Volokonnaya optika: komponenty, sistemy peredachi, izmereniya [Fiber optics: components, transmission systems, measurement]. Moscow: Izd-vo «Syrus System», 1999, 673 p.
17. *Paschotta R.* Encyclopedia of Laser Physics and Technology. Berlin: Wiley-VCH, 2008 844 p.
18. *Papichaya C., Delphine M.* Ge/SiGe multiple quantum well photodiode with 30 GHz bandwidth, *Applied physics letters*, 2011, pp. 121-123.
19. *Beling A., Zhou Q., Sinsky J.H.* 30 GHz fully packaged modified uni-traveling carrier photodiodes for high-power applications, *Avionics Fiber-Optics and Photonics Conference (AVFOP)*, 2013, pp. 9-10.
20. Finisar XPDV21x0R 50 GHz, *Finisar Photodetector Product Brief*. Available at: https://www.finisar.com/sites/default/files/downloads/xpdv21x0r_50ghz_photodetector_product_brief_reval.pdf ((accessed 12 November 2015).

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор А.А. Костоглотов.

Зачиняев Юрий Владимирович – Южный федеральный университет; e-mail: yvzach@sfedu.ru; 347900, г. Таганрог, ул. Чехова, 2; тел.: +79044411988; кафедра информационной безопасности телекоммуникационных систем; к.т.н.; старший преподаватель.

Zachinyaev Yuriy Vladimirovich – Southern Federal University; e-mail: yvzach@sfedu.ru; 2, Chehova street, Taganrog, 347900, Russia; phone: +79044411988; the department of telecommunication systems information security; cand. of eng. sc.; senior lecturer.

УДК 621.374.4

П.А. Землянухин

УМНОЖИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ УСТРОЙСТВ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ НА БАЗЕ КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА И ОГРАНИЧИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ*

Исследования посвящены рассмотрению вопросов связанных с построением умножителей частоты гармонических колебаний на базе колебательного контура и ограничителя напряжения, формирующего импульсы напряжения, управляющие колебательным контуром. В работе показан принцип работы умножителя частоты, рассмотрены переходные процессы, происходящие в элементах умножителя частоты, выданы рекомендации по построению умножителей частоты и величинах углов отсечки импульсов напряжения при настройке умножителя частоты на различные гармоники частоты входного сигнала. Показано, что использо-

* Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства образования и науки РФ высшим учебным заведениям в части проведения научно-исследовательских работ. Тема № 213.01-11/2014-9.

вание транзистора в роли ограничителя напряжения позволяет построить умножитель частоты с характеристиками не хуже, чем устройства, в которых осуществляется отсечка тока, поскольку паразитные емкости р-п-переходов транзистора оказывают меньшее влияние на частотные свойства устройства. Кроме этого исключается воздействие эффекта Миллера на частотные свойства умножителя частоты, что также способствует повышению частоты работы умножителя частоты. В умножителе частоты с ограничителем напряжения можно использовать как параллельный, так и последовательный колебательные контуры. Это позволяет расширить функциональные свойства умножителя частоты и снизить напряжение питания устройства при использовании последовательного колебательного контура. Исследования умножителя частоты на базе ограничителя напряжения и параллельного колебательного контура путем анализа переходных процессов в устройстве позволило уточнить значения углов отсечки сигнала, управляющего колебательным контуром в умножителе частоты. Так, для построения умножителя частоты, настроенного на вторую гармонику, угол отсечки входного сигнала должен быть равен 45° , а для умножителя частоты, выделяющего третью гармонику, -30° , четвертую гармонику – $22,5^\circ$.

Умножитель частоты; гармоническое колебание; колебательный контур; ограничитель напряжения; угол отсечки; гармоники.

P.A. Zemlyanukhin

FREQUENCY MULTIPLIER TELECOMMUNICATION DEVICES BASED ON THE OSCILLATING CIRCUIT AND THE VOLTAGE LIMITER

Research devoted to the issues associated with building frequency multipliers harmonic oscillations on the basis of the oscillating circuit and a voltage limiter that generates voltage pulses that control the resonant circuit. The paper shows the principle of operation of the frequency multiplier considered transients occurring in the elements of the frequency multiplier, issued recommendations for the construction of frequency multipliers and the values of the angle of the cut-off pulse voltage when setting frequency multiplier at different harmonic frequencies of the input signal. It is shown that the use of the transistor in the role of the voltage limiter allows to build the frequency multiplier with characteristics not worse than the current cutoff device, since the parasitic capacitance of p-n junctions of the transistor have less influence on the frequency characteristics of the device. Also excludes the impact of the Miller effect on the frequency characteristics of the frequency multiplier, that also helps to increase the frequency of the frequency multiplier. In the frequency multiplier with the voltage limiter you can use both parallel and series resonant circuit. This allows to extend the functional properties of the frequency multiplier and to reduce the supply voltage of the device when using the series resonant circuit. Study of frequency multiplier based on voltage limiter and the parallel resonant circuit by means of analysis of transient processes in the device has allowed to refine the values of angles cut-off controlling signal the resonant circuit in the frequency multiplier. So, for building a frequency multiplier configured on the second harmonic, the cutoff angle of the input signal must be equal 45° , for frequency multiplier which emitting the third harmonic, is 30° , the fourth harmonic – $22,5^\circ$.

The frequency multiplier; harmonic oscillation; the oscillation circuit; a voltage limiter; cut-off angle; harmonics.

Введение. Умножители частоты находят широкое применение в радиопередающих и других радиотехнических устройствах и устройствах систем телекоммуникаций. В связи с этим поиск новых технических решений подобных устройств и путей повышения их эффективности является актуальной задачей.

В [1–4] рассматривается построение умножителя частоты на основе резонансного усилителя, нагрузкой которого является параллельный колебательный контур. Резонансная частота такого контура соответствует n-й гармонике входного сигнала. Транзистор в резонансном усилителе работает в режиме отсечки тока. В коллекторной цепи транзистора формируются импульсы тока, угол отсечки которых соответствует той гармонике сигнала, на которую настроен колебательный контур. Так, например, при удвоении частоты угол отсечки равен $\theta = 60^\circ$, при

утроении частоты $\theta = 40^\circ$. Формирование сигнала на выходе умножителя частоты обеспечивается выделением колебательным контуром соответствующей спектральной составляющей, присутствующей в импульсах тока.

В [5–6] рассматриваются варакторные умножители частоты, в которых используется емкость с нелинейной вольт-фарадной характеристикой. Отмечается, что варакторы позволяют получить сигналы с большим числом спектральных составляющих, из числа которых колебательный контур выделяет требуемую спектральную составляющую, что приводит к умножению частоты.

В [7] в соответствии с кусочно-линейным методом аппроксимации вольт-амперных характеристик нелинейных элементов обосновывается выбор углов отсечки импульсов тока, формируемых в коллекторной цепи транзистора умножителя частоты, в зависимости от того, какая гармоника импульса тока выделяется колебательным контуром.

В [8–18] рассматриваются технические решения построения умножителей частоты гармонических колебаний с использованием полупроводниковых диодов и резонансных цепей.

Несмотря на наличие различных технических решений построения умножителей частоты имеются и другие возможности по их совершенствованию для получения высокоэффективных устройств. Кроме этого, опираясь на анализ переходных процессов в умножителе частоты, можно получить более объективные результаты по работе и оценке параметров умножителей частоты.

Цель исследований состоит в оценке возможности использования ограничителей напряжения для формирования импульсов управляющих сигналов в умножителях частоты посредством исследования переходных процессов, происходящих в элементах умножителя частоты, и выдачей рекомендаций по построению умножителей частоты.

Модель умножителя частоты. С целью анализа процессов, происходящих в умножителе частоты, построенном с использованием колебательного контура и ограничителя напряжения, изменяющегося по гармоническому закону и воздействующего на контур, рассмотрим переходные процессы в контуре относительно различных гармоник сигнала входного воздействия. Для этого на рис. 1 приведена модель параллельного колебательного контура. Здесь C характеризует емкость конденсатора, а L – индуктивность индуктивной катушки колебательного контура. Сопротивление R объединяет внутреннее сопротивление источника тока $j(t)$, сопротивления потерь конденсатора и индуктивной катушки, пересчитанные, как параллельно соединенные с емкостью конденсатора и индуктивностью индуктивной катушки. В данном случае сопротивление R характеризует сопротивление потерь параллельного колебательного контура, но включенное параллельно элементам контура.

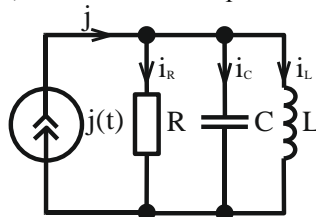


Рис. 1. Модель параллельного колебательного контура

Ток источника тока $j(t)$, управляющего колебательным контуром, изменяется по синусоидальному закону

$$j(t) = I_m \sin(2\pi f_1 t) = \sqrt{2}I \sin(2\pi f_1 t), \quad (1)$$

где I_m – амплитуда тока источника; I – действующее значение тока источника; f_1 – электрическая частота.

Резонансная частота контура имеет вид

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Резонансная частота f_0 колебательного контура зависит от параметров реактивных элементов L и C контура. Изменяя кратно, в соответствии с некоторым коэффициентом $n = 1, 2, \dots$, параметры реактивных элементов контура, получим, что будут кратно f_0 изменяться и резонансные частоты вновь полученных контуров. Их частоты будут равны $f_{0n} = nf_0$:

$$f_{0n} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L/n)(C/n)}} = \frac{n}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Будем считать, что частота f_1 сигнала источника тока может либо незначительно отличаться, либо быть равна резонансной частоте f_0 исходного колебательного контура.

В соответствии с первым законом Кирхгофа запишем уравнение баланса токов в колебательном контуре (рис. 1), настроенном на n -ю гармонику (частота nf_0):

$$j(t) = i_R + i_C + i_L = \frac{u_k}{R} + \frac{C}{n} \frac{du_k}{dt} + i_L(0) + \frac{n}{L} \int_0^t u_k dt. \quad (2)$$

Подставив в (2) источник тока (1), получим:

$$\frac{u_k}{R} + \frac{C}{n} \frac{du_k}{dt} + i_L(0) + \frac{n}{L} \int_0^t u_k dt = I_m \sin(2\pi f_1 t). \quad (3)$$

В этом выражении коэффициент $n = 1, 2, \dots$ определяет резонансную частоту nf_0 колебательного контура, настроенного на n -ю гармонику относительно исходной частоты источника тока.

В выражении (3) возьмем дифференциал от каждого слагаемого, в результате получим дифференциальное уравнение второго порядка, описывающее переходные процессы в колебательном контуре:

$$\frac{C}{n} \frac{d^2 u_k}{dt^2} + \frac{1}{R} \frac{du_k}{dt} + \frac{n}{L} u_k = I_m 2\pi f_1 \cdot \cos(2\pi f_1 t). \quad (4)$$

В соответствии с [19] в общем виде переходной процесс представляется в виде суммы свободной $u_{k,св}$ и принужденной $u_{k,пр}$ составляющих:

$$u_k = u_{k,св} + u_{k,пр}. \quad (5)$$

Принужденная составляющая показывает, что собой будет представлять напряжение на n -м контуре в новом установившемся режиме:

$$u_{k,пр} = I_m |Z_n| \cos[2\pi f_1 t + \varphi_n(2\pi f_1)], \quad (6)$$

где $|Z_n| = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + (2\pi f_1 \frac{C}{n} - \frac{n}{2\pi f_1 L})^2}}$ – модуль сопротивления n -го контура на частоте f_1 , а

$\varphi_n(2\pi f_1) = \arctg \left[\left(2\pi f_1 \frac{C}{n} - \frac{n}{2\pi f_1 L} \right) R \right]$ – фазовая характеристика комплексного сопротивления n -го контура на частоте f_1 .

Свободная составляющая $u_{k,св}$ характеризует переходной процесс в n -м контуре при отсутствии внешнего воздействия на контур, т.е. она показывает, что собой будет представлять переходной процесс в контуре, настроенном на n -ю гармонику, за счет энергии, накопленной в реактивных элементах контура, когда входной сигнал изменяется с частотой f_1 . Исходя из этого уравнение (4) сводится к виду:

$$\frac{d^2 u_k}{dt^2} + \frac{n}{RC} \frac{du_k}{dt} + \frac{n^2}{LC} u_k = 0. \quad (7)$$

Решение этого уравнения представляется в следующем виде:

$$u_{k,cb} = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}, \quad (8)$$

где A_1 и A_2 – постоянные интегрирования; p_1 и p_2 – корни характеристического уравнения в соответствии с (7)

$$p^2 + \frac{n}{RC} p + \frac{n^2}{LC} = 0. \quad (9)$$

Решив уравнение (9), найдем корни характеристического уравнения:

$$p_{1,2} = -\frac{n}{2RC} \pm \sqrt{\left(\frac{n}{2RC}\right)^2 - \frac{n^2}{LC}}. \quad (10)$$

В этом выражении величина $\delta_n = \frac{n}{2RC}$ называется коэффициентом затухания контура, настроенного на n -ю гармонику входного сигнала, изменяющегося с частотой f_1 , а величина $\omega_{0n}^2 = (2\pi f_{0n})^2 = \frac{n^2}{LC}$ – квадрат от круговой резонансной частоты контура, настроенного на n -ю гармонику.

В умножителях частоты используют колебательные контура, имеющие высокую добротность ($Q \gg 0,5$). Это говорит о том, что в колебательном контуре будет возникать колебательный процесс, поскольку коэффициент затухания в контуре будет существенно меньше резонансной частоты контура ($\delta_n \ll \omega_{0n}$). В этом случае выражение (10) можно свести к виду

$$p_{1,2} = -\frac{n}{2RC} \pm j \sqrt{\frac{n^2}{LC} - \left(\frac{n}{2RC}\right)^2} = -\delta_n \pm j \sqrt{\omega_{0n}^2 - \delta_n^2} = -\delta_n \pm j \omega_{cb,n},$$

где $\omega_{cb,n} = \sqrt{\omega_{0n}^2 - \delta_n^2} \approx \omega_{0n} = n \cdot \omega_0 = n2\pi f_0$ – частота свободных колебаний в контуре, настроенном на n -ю гармонику.

Отсюда находим корни характеристического уравнения:

$$p_1 = -\delta_n + j \omega_{cb,n}; \quad p_2 = -\delta_n - j \omega_{cb,n}. \quad (11)$$

В выражение (5) подставим (6) и (8), и внося в уравнение корни характеристического уравнения (11), получим описание переходного процесса относительно напряжения, падающего на колебательном контуре:

$$u_k = A_1 e^{-(\delta + j \omega_{cb,n})t} + A_2 e^{-(\delta - j \omega_{cb,n})t} + I_m |Z_n| \cos[2\pi f_1 t + \varphi_n(2\pi f_1)]. \quad (12)$$

Для вычисления постоянных интегрирования в выражении (12) найдем, что значение первой производной в выражении (3) равно нулю $\frac{du_k}{dt} = 0$ при $t = 0$. При этом и напряжение контура равно нулю $u_k = 0$ при $t = 0$. Тогда при этих условиях из выражения (12) получим два уравнения:

$$A_1 + A_2 + I_m |Z_n| \cos[\varphi_n(2\pi f_1)] = 0;$$

$$-A_1(\delta_n + j \omega_{cb,n}) - A_2(\delta_n - j \omega_{cb,n}) - I_m |Z_n| 2\pi f_1 \sin[\varphi_n(2\pi f_1)] = 0.$$

Отсюда находим значения постоянных интегрирования:

$$A_1 = \frac{I_m |Z_n| (\delta_n + j \omega_{cb,n}) \cos[\varphi_n(2\pi f_1)] - I_m |Z_n| 2\pi f_1 \sin[\varphi_n(2\pi f_1)]}{j2\omega_{cb,n}} -$$

$$-I_m \cdot |Z_n| \cos[\varphi_n(2\pi f_1)];$$

$$A_2 = -\frac{I_m |Z_n| (\delta_n + j \omega_{cb,n}) \cos[\varphi_n(2\pi f_1)] - I_m |Z_n| 2\pi f_1 \sin[\varphi_n(2\pi f_1)]}{j2\omega_{cb,n}}.$$

В этих выражениях принимаем следующее:

- ♦ резонансная частота f_0 исходного контура (частота первой гармоники) равна частоте f_1 тока входного воздействия $f_0 = f_1$;

- ♦ частота свободных колебаний $\omega_{св,n}$ контура относительно n -й гармоники равна резонансной частоте ω_{0n} , настроенного на n -ю гармонику контура $\omega_{св,n} = \omega_{0n} = n\omega_0 = 2\pi n f_0$;
- ♦ коэффициент затухания δ_n существенно меньше частоты свободных колебаний контура $\omega_{св,n}$, поэтому значение коэффициента затухания в выражениях, описывающих постоянные интегрирования, исключим из рассмотрения.

Тогда постоянные интегрирования сводятся к виду:

$$A_1 = 0,5I_m|Z_n|\cos[\varphi_n(2\pi f_0)] + j0,5\frac{I_m|Z_n|}{n}\sin[\varphi_n(2\pi f_0)];$$

$$A_2 = -0,5I_m|Z_n|\cos[\varphi_n(2\pi f_0)] - j0,5\frac{I_m|Z_n|}{n}\sin[\varphi_n(2\pi f_0)].$$

Подставим постоянные интегрирования в (12) в результате этого получим выражение, описывающее переходной процесс в колебательном контуре относительно напряжения, падающего на контуре, настроенном на n -ю гармонику:

$$u_{кн} = 0,5I_m|Z_n|e^{-\delta_n t} \left\{ \left[\cos[\varphi_n(2\pi f_0)] + j\frac{1}{n}\sin[\varphi_n(2\pi f_0)] \right] e^{jn2\pi f_0 t} + \right. \\ \left. -\cos\varphi_n 2\pi f_0 - j1n\sin\varphi_n 2\pi f_0 e^{-jn2\pi f_0 t} + + ImZ_n \cos 2\pi f_0 t + \varphi_n(2\pi f_0) \right\}. \quad (13)$$

Относительно выражения (13) можно отметить следующее:

- ♦ по условию, решаемой задачи, интересует отклик переходного процесса на контуре относительно 2-й и более высоких гармоник;
- ♦ фазовая характеристика $\varphi_n(2\pi f_0) = \arctg \left[\left(2\pi f_0 \frac{C}{n} - \frac{n}{2\pi f_0 L} \right) R \right]$ будет стремиться к $\varphi_n(2\pi f_0) \approx -90^\circ$.

С учетом этого в выражении (13) слагаемые $\cos[\varphi_n(2\pi f_0)]$ равны нулю, а слагаемые $\frac{1}{n}\sin[\varphi_n(2\pi f_0)]$ равны минус единице деленной на n . Тогда, при разложении $e^{\pm jn2\pi f_0 t}$ по формуле Эйлера на $\cos(n2\pi f_0 t)$ и $\pm j\sin(n2\pi f_0 t)$ выражение (13) после приведения подобных сводится к виду:

$$u_{кн} = \frac{I_m|Z_n|}{n} e^{-\delta_n t} \sin(n2\pi f_0 t) + I_m|Z_n| \sin(2\pi f_0 t). \quad (14)$$

Анализ процессов, происходящих в множителе частоты. Из выражения (14) видно, что переходной процесс в параллельном колебательном контуре при воздействии на него тока источника тока, изменяющегося по синусоидальному закону, представляет собой сумму двух спектральных составляющих. Одна из спектральных составляющих изменяется с частотой тока входного воздействия, а вторая – на частоте кратной частоте входного воздействия в соответствии с коэффициентом $n = 1, 2, \dots$.

Для примера произведем некоторые расчеты в соответствии с выражением (14), используя следующие данные:

- ♦ частота изменения тока источника тока равна $f_0 = 1$ МГц;
- ♦ емкость $C = 159$ пФ конденсатора и индуктивность $L = 6,365$ мкГн индуктивной катушки контура соответствуют частоте 5-й гармоники $f_{05} = 5$ МГц;
- ♦ добротность контура равна $Q = 50$; это достигается включением параллельно реактивным элементам контура сопротивления $R = 10$ кОм.

В соответствии с этими данными и формулой, приведенной выше, в среде Mathcad были рассчитаны зависимости от частоты входных сопротивлений контуров, настроенных на 2-ю ($Z2(f)$), 3-ю ($Z3(f)$), 4-ю ($Z4(f)$) и 5-ю ($Z5(f)$) гармоники исходного

сигнала $f_0 = 1 \cdot 10^6$ Гц. Кроме этого рассчитано сопротивление контуров на резонансной частоте $Z = 1 \cdot 10^4$ Ом, для каждого контура рассчитаны сопротивления на частоте $f_0 = 1 \cdot 10^6$ Гц: $Z_{21}=133$ Ом, $Z_{31}=75$ Ом, $Z_{41}=53$ Ом, $Z_{51}=41$ Ом.

В соответствии с этим и выражением (17) рассчитаны свободная и принужденная составляющие переходного процесса. Для примера на рис. 2 приведены графики свободной, принужденной составляющих переходного процесса и график переходного процесса напряжения, падающего на контуре, настроенном на 2-ю гармонику.

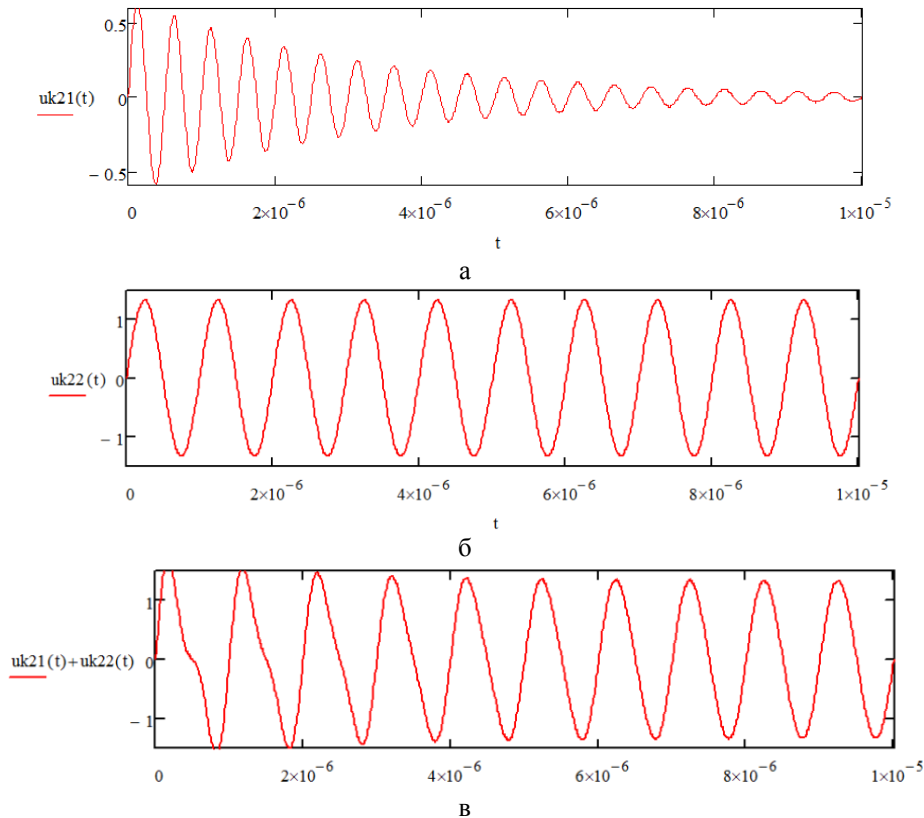


Рис. 2. Результаты расчета переходного процесса в контуре, настроенном на 2-ю гармонику: а – свободная составляющая; б – принужденная составляющая; в – сумма принужденной и свободной составляющих

Подобные данные можно получить и для более высоких гармоник. Это позволяет отметить следующее:

- ◆ при воздействии на колебательные контура, резонансные частоты nf ($n = 2, 3, 4, 5, \dots$) которых кратны частоте входного сигнала f_1 , изменяющегося по гармоническому закону, в отклике присутствуют, как свободная составляющая, изменяющаяся в соответствии с резонансной частотой (nf_0) контура, так и принужденная составляющая, изменяющаяся с частотой входного воздействия $f_0 = f_1$;
- ◆ свободные составляющие переходного процесса в контурах носят затухающий характер, где интенсивность затухания сигнала определяется коэффициентом затухания δ_n ;

- ◆ для рассматриваемого примера максимальная амплитуда свободных колебаний в контуре с резонансной частотой $2f_0$ в два раза меньше амплитуды принужденных колебаний; в контуре с резонансной частотой $5f_0$ это различие составляет 5 раз; можно видеть, что отношение амплитуд свободной и принужденной составляющих переходного процесса определяется номером гармоники;
- ◆ суммы свободных и принужденных составляющих переходных процессов в колебательных контурах, настроенных на частоты nf_0 кратные частоте сигнала входного воздействия $f_0 = f_1$, на начальном участке переходного процесса имеют искаженный вид (отличаются от гармонического колебания);
- ◆ в соответствии с рис. 2, в можно отметить, что сигналы, представляющие собой суммы свободной и принужденной составляющих переходного процесса, изменяются с частотой сигнала входного воздействия, но имеют искаженную форму; это говорит о том, что рассмотрение этих рисунков не позволяет однозначно ответить на вопрос имеется ли в сигнале отклика контура колебание с резонансной частотой колебательного контура, настроенного на частоту nf_0 , или нет, несмотря на наличие свободной составляющей переходного процесса; это можно объяснить тем, что: во-первых, амплитуды принужденных составляющих переходных процессов в различных контурах превышают амплитуды соответствующих свободных колебаний; во-вторых, во входном воздействии присутствуют как положительные, так и отрицательные полуволны гармонического сигнала, покрывающие колебания более высоких частот.

Моделирование колебательного контура с использованием программы схемотехнического моделирования Micro-Cap 9.0.6.1 в соответствии с параметрами элементов, принятых ранее, так же отмечает искажение сигнала отклика (напряжение, падающее на контуре)

Таким образом, при воздействии на колебательный контур сигналом, изменяющимся по гармоническому закону, не представляется возможным осуществить умножение частоты, поскольку этому препятствует наличие принужденной составляющей переходного процесса, т.е. спектральной составляющей, изменяющейся на частоте входного воздействия и имеющей большую амплитуду.

Для получения качественного по форме сигнала отклика контура, настроенного на n -ю гармонику, необходимо в качестве управляющего сигнала сформировать импульсы напряжения, следующие с частотой f_1 , но имеющие длительность

$$T_n = \frac{1}{2nf_1}.$$

Это можно получить, отсекая отрицательные полуволны и часть положительных полуволн гармонического сигнала входного воздействия. При этом обеспечивая следующие углы отсечки:

$$\theta_n = \frac{360^\circ}{4n}.$$

Таким образом, для различных гармоник сигнала требуются различные углы отсечки: 2-я гармоника – $\theta_2 = 45^\circ$; 3-я гармоника – $\theta_3 = 30^\circ$; 4-я гармоника – $\theta_4 = 22,5^\circ$; 5-я гармоника – $\theta_5 = 18^\circ$. Это исключает появление в отклике контура импульса напряжения на частоте входного воздействия и позволяет сохранить форму сигнала отклика, формируемого колебательным контуром, близкую к форме гармонического сигнала.

На рис. 3 приведены импульсы входного напряжения (второй график), соответствующие второй гармонике ($\theta_2 = 45^\circ$).

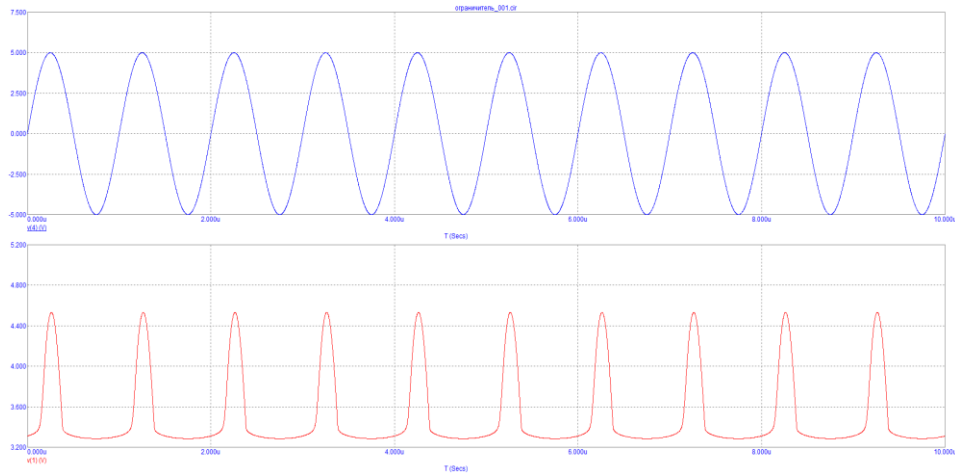


Рис. 3. Импульсы напряжения входного воздействия, соответствующие 2-й гармонике ($\theta_2 = 45^\circ$)

Соответственно на рис. 4 приведены эпюры напряжения отклика контура, соответствующего 2-й гармонике (третья диаграмма), на рис. 5 – 3-й гармонике (третья диаграмма).

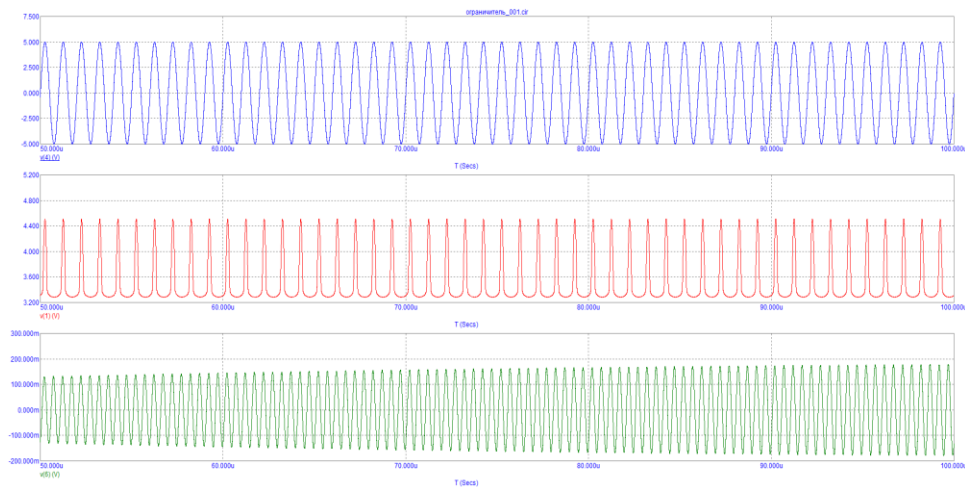


Рис. 4. Импульсы напряжения входного воздействия (вторая диаграмма) и отклик соответствующий 2-й гармонике ($\theta_3 = 30^\circ$)

Подобным образом можно провести расчеты и для гармоник более высоких частот (четвертая, пятая и более высокие гармоники).

В результате проведенного анализа можно отметить следующее. Для получения качественного по форме гармонического колебания на выходе умножителя частоты необходимо сигнал (ток, напряжение), воздействующий на контур, представить в виде последовательности импульсов. При этом длительность импульсов должна быть не более половины периода сигнала, формируемого на выходе умножителя частоты.

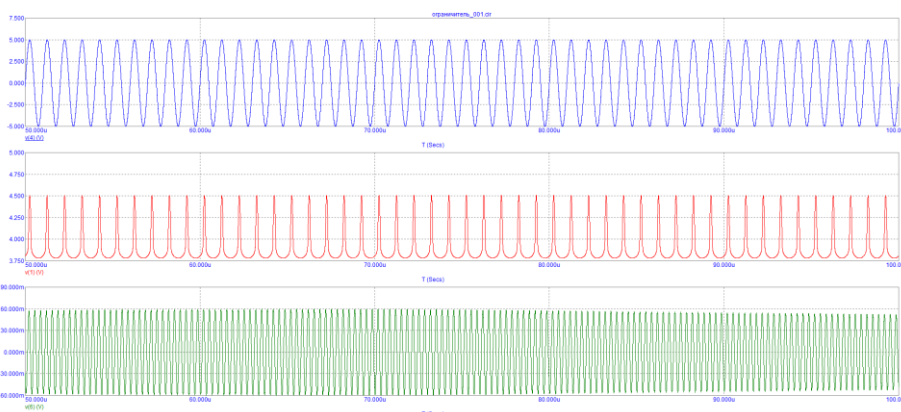


Рис. 5. Импульсы напряжения входного воздействия (вторая диаграмма) и отклик соответствующие 3-й гармонике ($\theta_3 = 30^\circ$)

Использование транзистора в роли ограничителя напряжения оправдано следующим. При включении колебательного контура в коллекторную цепь транзистора проявляется действие эффекта Миллера, приводящего к увеличению паразитной емкости р-п-перехода коллектор-база транзистора на величину равную коэффициенту усиления каскада, что ухудшает частотные свойства умножителя частоты. Кроме этого в подобном умножителе частоты можно использовать только параллельный колебательный контур. Использование транзистора в роли ограничителя напряжения позволяет избежать проявления эффекта Миллера, поскольку относительно тока, протекающего через транзистор, последний включен по схеме с общей базой. Подобное включение транзистора способствует повышению частотных свойств умножителя частоты. Управлять импульсами напряжения можно, как параллельным, так и последовательным колебательными контурами. Это говорит о том, что в умножителе частоты с ограничителем напряжения можно использовать, как параллельный, так и последовательный колебательные контура, что расширяет функциональные возможности устройства.

Закключение. По результатам исследований умножителя частоты на базе ограничителя напряжения и параллельного колебательного контура можно отметить следующее:

- ◆ использование результатов анализа переходных процессов в колебательном контуре позволило уточнить значения углов отсечки сигнала, управляющего колебательным контуром в умножителе частоты, настроенном на п-ю гармонику: 2-я гармоника – $\theta_2 = 45^\circ$; 3-я гармоника – $\theta_3 = 30^\circ$; 4-я гармоника – $\theta_4 = 22,5^\circ$; 5-я гармоника – $\theta_5 = 18^\circ$;
- ◆ основным элементом, формирующим гармоническое колебание в умножителе частоты, является резонансная цепь, в роли которой можно использовать колебательный контур;
- ◆ в умножителе частоты, построенном с использованием ограничителя напряжения можно использовать, как параллельный, так и последовательный колебательные контура, что расширяет функциональные возможности устройства;
- ◆ использование ограничителя напряжения для формирования импульсов напряжения, управляющих колебательным контуром, позволяет построить умножитель частоты с характеристиками не хуже, чем устройства, в которых осуществляется отсечка тока, поскольку паразитные емкости р-п-переходов транзистора оказывают меньшее влияние на работу устройства.

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. *Харкевич А.А.* Основы радиотехники. – 3-е изд., стер. – М.: Физматлит, 2007. – 512 с.
4. *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.
5. Варакторные умножители частоты. – URL: <http://electronic4u.ru/generatory/313-varaktornye-umnozhiteli-chastoty>.
6. Умножение частоты в генераторах. – URL: <http://conture.by/post/267>.
7. *Зернов Н.В., Карпов В.Г.* Теория радиотехнических цепей. – М.–Л.: Энергия, 1965. – 892 с.
8. А.С. 209545 СССР, МПК Н03В 19/10. Утроитель частоты / Л.Б. Калинин (СССР). – № 1057528/26-9; заявл. 21.11.1966; опубл. 26.01.1968, Бюл. № 5. – 2 с.
9. А.С. 243662 СССР, МПК Н03В 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.
10. А.С. 285987 СССР, МПК Н03В 19/10. Умножитель частоты / В.Д. Довбаш (СССР). – № 1244324/26-9; заявл. 03.06.1968; опубл. 10.11.1970, Бюл. № 34. – 3 с.
11. А.С. 295176 СССР, МПК Н03В 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.
12. Пат. 2044405 Российская Федерация, МПК Н03К 5/156, Н03В 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.
13. Пат. 2186455 Российская Федерация, МПК Н03В 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.
14. Пат. 2292629 Российская Федерация, МПК Н03В 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.
15. Пат. 2324284 Российская Федерация, МПК Н03В 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.
16. Пат. 2380822 Российская Федерация, МПК Н03В 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.
17. Умножители частоты. URL: <http://digteh.ru/digital/MulFr.php>.
18. Лабутин Л. Радиоимпульсное умножение частоты. – URL: <http://ideyka.narod.ru/ТЕМА/radio/rf/s2/st1.html>.
19. *Попов В.П.* Основы теории цепей: Учеб. для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1998. – 575 с.
20. *Румянцев К.Е., Землянухин П.А., Окорочков А.И.* Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для сред. проф. образования. – М.: Академия, 2005. – 384 с.

REFERENCES

1. *Gonorovskiy I.S.* Radiotekhnicheskie tsepi i signaly: ucheb. posobie dlya vuzov [Radio circuits and signals: textbook. manual for schools]. 5th ed. Moscow: Drofa, 2006, 719 p.
2. *Baskakov S.I.* Radiotekhnicheskie tsepi i signaly: ucheb. posobie dlya vuzov [Radio circuits and signals: textbook for universities]. 3rd ed. Moscow: Vysshaya shkola, 2000, 462 p.
3. *Kharkevich A.A.* Osnovy radiotekhniki [Fundamentals of radio engineering]. 3rd ed. Moscow: Fizmatlit, 2007, 512 p.
4. *Ivanov M.T., Sergienko A.B., Ushakov V.N.* Teoreticheskie osnovy radiotekhniki: Ucheb. posobie [Theoretical fundamentals of radio engineering: a tutorial], Ed. By V.N. Ushakova. Moscow: Vyssh. shk., 2002, 306 p.
5. Varaktornye umnozhiteli chastoty [Varactor frequency multipliers]. Available at: <http://electronic4u.ru/generatory/313-varaktornye-umnozhiteli-chastoty>.
6. Umnozhenie chastoty v generatorakh [Multiplication of frequency generators]. Available at: <http://conture.by/post/267>.
7. *Zernov N.V., Karpov V.G.* Teoriya radiotekhnicheskikh tsepey [The theory of radio circuits]. Moscow–Leningrad: Energiya, 1965, 892 p.
8. A.S. 285987 SSSR, MPK H03B 19/10 Umnozhitel' chastoty [The frequency tripler], V.D. Dovbash (SSSR). No. 1244324/26-9; stated 03 June 1968; published 10 November 1970, Bulletin No. 34, 3 p.
9. A.S. 243662 SSSR, MPK H03B 19/00. Umnozhitel' chastoty na lavinno-proletnykh diodakh [The frequency multiplier using avalanche-flight diodes], A.M. Tsebiev (SSSR). No. 959924/26-9; stated 31 July 1964; published 14 May 1969, Bulletin No. 17, 3 p.
10. A.S. 285987 SSSR, MPK H03B 19/10. Umnozhitel' chastoty [The frequency multiplier], V.D. Dovbash (SSSR). No. 1244324/26-9; stated 03 June 1968; published 10 November 1970, Bulletin No. 34, 3 p.
11. A.S. 295176 SSSR, MPK H03B 19/00. Umnozhitel' chastoty garmonicheskikh kolebaniy [The frequency multiplier of harmonic oscillations], Yu.B. Belikov, V.L. Chentsov (SSSR). No. 1093673/26-9; stated 30 September 1967; opubl. 04 February 1971, Bulletin No. 7, 2 p.
12. *Dekhtyarev V.S., Zhukovskiy S.Yu., Zyzin A.G.* Umnozhitel' chastoty [Frequency multiplier]. Patent RF, No. 2044405, 1995.
13. *Mal'tsev S.B., Korneev D.O.* Umnozhitel' chastoty [Frequency multiplier]. Patent RF, No. 2186455, 2002.
14. *Bocharov A.M., Mushta A.I., Novozhilov O.P.* Garmonicheskii umnozhitel' chastoty [Harmonic frequency multiplier]. Patent RF, 2292629, 2007.
15. *Bocharov A.M., Bocharov M.I., Novozhilov O.P.* Garmonicheskii umnozhitel' chastoty [Harmonic frequency multiplier]. Patent RF, 2324284, 2008.
16. *Novozhilov O.P., Bocharov M.I., Balashov Yu.S., Mushta A.I., Sumin A.M., Khudyakov Yu.V.* Umnozhitel' chastoty [The frequency multiplier]. Patent RF, 2380822, 2010.
17. Umnozhiteli chastoty [Frequency multipliers]. Available at: <http://digteh.ru/digital/MulFr.php>.
18. *Labutin L.* Radioimpul'snoe umnozhenie chastoty [Radiopulse frequency multiplied]. Available at: <http://ideyka.narod.ru/TEMA/radio/rf/s2/st1.html>.
19. *Popov V.P.* Osnovy teorii tsepey: Ucheb. dlya vuzov [Fundamentals of theory of circuits: Textbook for universities]. 2nd ed. Moscow: Vyssh. shk., 1998, 575 p.
20. *Rumyantsev K.E., Zemlyanukhin P.A., Okorochkov A.I.* Radiotekhnicheskie tsepi i signaly: ucheb. posobie dlya sred. prof. obrazovaniya [Radio circuits and signals: textbook for secondary vocational education]. Moscow: Akademiya, 2005, 384 p.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор А.А. Костоготов.

Землянухин Петр Андреевич – Южный федеральный университет; e-mail: 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; 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +79185061318; the department of information security of telecommunication systems; cand. of eng. sc.; associate professor.