

11. *Matuszewski J.* Application of clustering methods for recognition of technical objects, *Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET)*, 2010 International Conference, 2010, pp. 39-40.
12. *Lihua Sun, Yingjun Guo, Haichao Ran.* A New Method of Early Real-Time Fault Diagnosis for Technical Process, *Electrical and Control Engineering (ICECE)*, 2010 International Conference. Wuhan, China, 2010, pp. 4912-4915.
13. *Stanislaw Duer.* Diagnostic system with an artificial neural network in diagnostics of an analogue technical object, *Neural Computing and Applications*, February 2010, Vol. 19, Issue 1, pp. 55-60.
14. *Klevtsov Sergei I.* Identification of the state of technical objects based on analyzing a limited set of parameters, *2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON): Proceedings. National Research University Higher School of Economics. Russia, Moscow, May 12-14, 2016.* Available at: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7491752/>.
15. *Pyavchenko O.N.* Conceptual understanding of precision intelligent microprocessor modules for input, measurement and processing of analog signals, *News TSURE*, 2007, No. 3 (75), pp. 3-13.
16. *Novoselov O.N.* Identifikatsiya i analiz dinamicheskikh sistem: monografiya [Identification and analysis of dynamic systems: monograph]. 3 ed. Moscow: GOU VPO MGUL, 2010, 424 p.
17. *Gufel'd I.L., Gavrilov V.A., Korol'kov A.V., Novoselov O.N.* Endogennaya aktivnost' Zemli i dekompressionnaya model' seismicheskogo shuma [Endogenous activity of the Earth and de-compression model of seismic noise], *Dokl. RAN* [Reports of the Russian Academy of Sciences], 2008, Vol. 423, No. 6, pp. 811-814.
18. *Orlov V.N.* Rukovodstvo po elektrokardiografii [Manual of electrocardiography]. Moscow: Meditsina, 1984, 526 p. DOI: 10.1109/BMEiCon.2013.6687679.
19. *Kannakorn Intharakham, Kesorn Suwanprasert.* Complexity of Autonomic control during Cerebrovascular Reactivity, *Proceedings of the 6th Biomedical Engineering International Conference (BMEiCON2013), October 2013.*
20. *Carmen González, Erik W. Jensen, Pedro L. Gambús, Montserrat Vallverdú.* Poincaré plot analysis of cerebral blood flow signals: Feature extraction and classification methods for apnea detection, *Published PLoS ONE: December 2018*, No. 7, pp. 43-52. Available at: <https://doi.org/10.1371/journal.pone.0208642>.
21. *Jan Monieta* Selection of Diagnostic Symptoms and Injection Subsystems of Marine Reciprocating Internal Combustion Engines, *Appl. Sci.*, 2019, No. 9 (8), pp. 1540. Available at: <https://doi.org/10.3390/app9081540>.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор В.В. Тютиков.

**Клевцов Сергей Иванович** – Южный федеральный университет; e-mail: [sergkmps@mail.ru](mailto:sergkmps@mail.ru); 347900, г. Таганрог, ул. Петровская, 81; тел.: 88634328025; к.т.н.; доцент.

**Klevtsov Sergey Ivanovich** – Southern Federal University; e-mail: [sergkmps@mail.ru](mailto:sergkmps@mail.ru); 81, Petrovsky, street, Taganrog, 347900, Russia; phone: +78634328025; cand. of eng. sc.; associate professor.

УДК 621.317

DOI 10.18522/2311-3103-2020-3-55-68

**Х.М.Б. Нсуе, В.П. Федосов, С.В. Кучерявенко**

# **ЦИФРОВОЙ УМНОЖИТЕЛЬНО-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ КОЛЕБАНИЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ СРЕДЫ ПРОГРАММИРОВАНИЯ LABVIEW**

Статья нацелена на измерение параметров гармонического процесса умножительно-преобразовательным методом. Моделирование осуществилось благодаря использованию программной среды LabVIEW, применительно к цифровому умножительно-преобразовательному методу, главные моменты которого представим в виде прогрессирующей цепочки: а) выработка первого гармонического процесса; б) перемножение показателя первого гармониче-

ского процесса на четыре; в) поступление  $[s_1(t)]^4$  к полосовому фильтру ПФ1, настроенному на наивысшую частоту, в данном случае  $4\omega_0$ . г) Параллельно с помощью генератора Г2 генерируется второй исходный сигнал  $s_2(t)$ ; д) Это колебание испытывает возведение в пятую степень, е) используя фильтр ПФ2, настроенный на частоту  $5\omega_0$ , выделяем пятую гармонику ё) Полученные на выходах фильтров сигналы складываются и результат суммы подвергается нелинейному преобразованию ж) Отсюда из результирующего квадрата суммы сигналов и используя полосовой фильтр ПФ3, извлекаем лишь низкочастотную гармонику, обладающую частотой  $\omega_0$  з) Затем посредством преобразования Гильберта из гармоники извлекаем полную мгновенную фазу и она становится объектом операции производной, что приводит нас к получению функции мгновенной частоты, характеризующейся фиксированной дисперсией. и) Результирующий после использования умножительно-преобразовательных операций закон флуктуаций частоты сравнивается с заданной частотой, и приступаем к определению математического ожидания и среднеквадратического отклонения. Заключение о нестабильности частоты делается исходя из полученных расхождений. Применив нелинейные преобразования колебаний, похожих по нестабильности генераторов и получив тем же путём колебания заданной частоты, устанавливается измеряемая нестабильность по частоте. Если применить этот способ много раз к колебаниям высокостабильных устройств, удастся выработать колебание с повышенной нестабильностью, а затем оценить ее доступным измерительным оборудованием. Таким образом, обходим без больших затрат, выполняя эту операцию. Далее определить первоначальную нестабильность формулами, приведенными в этой статье.

Среднеквадратическое отклонение; фазовый шум; умножительно-преобразовательные операции; математическое ожидание; гармоническое колебание; возведение колебания в степень; кратковременная нестабильность частоты.

J.M.B. Nsue, V.P. Fedosov, S.V. Kucheryavenko

#### DIGITAL MULTIPLIER-CONVERTING METHOD FOR MEASURING FREQUENCY INSTABILITY USING THE LABVIEW PROGRAMMING ENVIRONMENT

The article is aimed at measuring the parameters of the harmonic process by the multiplication-conversion method. The simulation was carried out through the use of the LabVIEW software environment, as applied to the digital multiplier-conversion method, the main points of which are presented in the form of a progressive chain: a) development of the first harmonic process; b) the multiplication of the indicator of the first harmonic process by four; c) the arrival of  $[s_1(t)]^4$  to the band-pass filter PF1 tuned to the highest frequency, in this case,  $4\omega_0$  d) simultaneously, using the generator Г2, a second source signal  $s_2(t)$  is generated; e) This oscillation is raised to the fifth power, f) using the filter PF2 tuned to a frequency of  $5\omega_0$ , select the fifth harmonic g) The signals received at the outputs of the filters are added and the result of the sum is subjected to non-linear transformation h) Then, from the resulting square of the sum of the signals and using a band-pass filter PF3, we extract only the low-frequency harmonic with the frequency  $\omega_0$  i) Then, using the Hilbert transform, we extract the total instantaneous phase from the harmonic and it becomes the object of the derivative operation, which leads us to obtain the instantaneous frequency function, characterized by a fixed dispersion. j) The law of fluctuations of the frequency resulting from the use of multiplication-conversion operations is compared with a given frequency, and we proceed to determine the mathematical expectation and standard deviation. The conclusion about the frequency instability is based on the discrepancies obtained. Applying nonlinear transformations of oscillations of oscillators similar in instability and obtaining the oscillations of a given frequency in the same way, the measured frequency instability is established. If you apply this method many times to the oscillations of highly stable devices, you can develop an oscillation with increased instability, and then evaluate it with available measuring equipment. Thus, we bypass without high costs by performing this operation. Then, determine the initial instability by the formulas given in this article.

Phase noise; multiplier-conversion operations; mathematical expectation; and harmonic oscillator; raising the oscillation to a power; short-term frequency instability; and standard deviation.

**Введение.** Прецизионные генераторы играют важную роль в высокоскоростной связи, навигации, космическом слежении, зондировании дальнего космоса и во многих других важных сферах применения. Измерение частоты их сигналов, а также обеспечение её стабильность представляют собой актуальные задачи в модернизированных радиоэлектронных системах. Приборы, способные совершить эти измерения это частотомеры, имеющие определенные степени чувствительности. В настоящее время наилучшие измерительные приборы в силах обнаружить относительную нестабильность, расположенную в пределах от  $10^{-9}$ – $10^{-11}$ . Самые стабильные квазигармонические колебания, гарантирующие синхронизацию цифровых сетей связи, имеют относительную нестабильность частоты порядка от  $10^{-13}$  до  $10^{-14}$  и меньше за 2 сек.

В последние годы нередко встречаются требования обеспечить высокую степень фазового шума в передатчиках и приемниках сетей связи, сосредоточенные на мощности передатчиков, шумовой температуре приемников и диапазоне частот запланированных объектов слежения. Например, требование гарантировать 0,2 рад в диапазоне частот дециметровых и сантиметровых длин волн для ширины полосы двухстороннего шума 5 Гц применительно к фазовой нестабильности каких-то приемных устройств [1].

**Начнем с выполнением самых важных теоретических выкладок,** которые лежат в основе предлагаемого умножительно-преобразовательного метода измерения очень незначительной нестабильности частоты. На первом этапе, алгоритм измерения, в этой статье, для простоты, рассмотрим на примере одного из частных случаев применения данного метода, когда объект исследования является двумя гармоническими колебаниями, с приблизительно одинаковой неустойчивостью, показатель  $n$  выберем равным четырем  $n = 4$ .

В этой работе этот способ будет программно осуществляться благодаря переходу в измерение КНЧ лишь единого высокостабильного генератора, независимо от значения показателя  $n$ , к которому подвергается сигнал.

Таким образом, основная идея первого способа для измерения КНЧ состоит в том, что при наличии два гармонических сигналов

$$s_1(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_1(t)] \quad \text{и} \quad s_2(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_2(t)],$$

отличающихся лишь их фазовыми шумами, в то время как оставшиеся параметры между собой являются по их характеристикам оценки эквивалентными. Реализации  $\varphi_1(t)$  и  $\varphi_2(t)$  представляют собой случайные функции фазовой неустойчивости пары колебаний. Источники этих колебаний представляют собой независимые, но однотипные генераторы. Фазовые неустойчивости данных реализаций численно, приблизительно одинаковы, так как их дисперсиями  $\sigma^2$  равны, как основной параметр, по которому принято оценить количественно масштаб фазовой неустойчивости любого генератора. Приведённые колебания становятся объектом преобразования, ниже приведенным алгоритмом, рис. 1 [2].



Рис. 1. Структурная схема первого умножительно-преобразовательного алгоритма измерения нестабильности частоты

$$s_1(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_1(t)], \quad (1)$$
$$[s_1(t)]^4 = A_0^4 \cos^4[\omega_0 t + \varphi_1(t)]. \quad (2)$$
$$[s_1(t)]^4 = 3\frac{A_0^4}{8} + \frac{A_0^4}{2}\cos[2\omega_0 t + 2\varphi_1(t)] + \frac{A_0^4}{8}\cos[4\omega_0 t + 4\varphi_1(t)]. \quad (3)$$
$$U_1(t) = U_0 \cos[4\omega_0 t + 4\varphi_1(t)]. \quad (4)$$
$$s_2(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_2(t)]. \quad (5)$$
$$[s_2(t)]^5 = A_0^5 \cos^5[\omega_0 t + \varphi_2(t)]. \quad (6)$$
$$[s_2(t)]^5 = \frac{5A_0^5}{8} \cos[\omega_0 t + \varphi_2(t)] + \frac{5A_0^5}{16} \cos[3\omega_0 t + 3\varphi_2(t)] + \frac{A_0^5}{16} \cos[5\omega_0 t + 5\varphi_2(t)]. \quad (7)$$
$$U_1(t) + U_2(t) = U_0\{\cos[4\omega_0 t + 4\varphi_1(t)] + \cos[5\omega_0 t + 5\varphi_2(t)]\} \quad (8)$$
$$[U_1(t) + U_2(t)]^2 = U_0^2 \{ \cos^2[4\omega_0 t + 4\varphi_1(t)] + \cos^2[5\omega_0 t + 5\varphi_2(t)] + 2\cos[5\omega_0 t + 5\varphi_2 t \cos 4\omega_0 t + 4\varphi_1 t] \cos \omega_0 t + 5\varphi_2 t - 4\varphi_1 t \} \\ \cos[9\omega_0 t + 5\varphi_2(t) + 4\varphi_1(t)] + U_0^2 + \frac{1}{2} U_0^2 \cos[8\omega_0 t + 8\varphi_1(t)] + \frac{1}{2} U_0^2 \cos[10\omega_0 t + 10\varphi_2 t].$$

Отсюда из результирующего квадрата суммы сигналов и используя полосовой фильтр ПФЗ, извлекаем лишь низкочастотную гармонику, которая состоит из разностной частоты  $\omega_0 = 5\omega_0 - 4\omega_0$ , соответствующей частоте первоначальных сигналов [4, 5], и которая включает в себя разностную фазу:  $[5\varphi_2(t) - 4\varphi_1(t)]$ .

Затем посредством преобразования Гильберта из гармоники извлекаем полную мгновенную фазу

$$\Psi(t) = \omega_0 t + 5\varphi_2(t) - 4\varphi_1(t). \quad (9)$$

Далее полная мгновенная фаза становится объектом операции производной, что приводит нас к получению функции мгновенной частоты

$$f(t) = \frac{\omega(t)}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Psi(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi} \left\{ \omega_0 + \frac{d[5\varphi_2(t) - 4\varphi_1(t)]}{dt} \right\} \quad (10)$$

некой смеси пары сигналов с колеблющимися случайно фазами, характеризующаяся фиксированной дисперсией: аддитивная дисперсия линейного множества пары случайных реализаций находится, как приведено ниже:

$$\sigma_\Sigma^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 \pm 2R\sigma_1\sigma_2, \quad (11)$$

где  $\sigma_1$  и  $\sigma_2$  – соответственно СКО случайных мгновенных изменений фазы  $4\varphi_1(t)$  и  $5\varphi_2(t)$ ;  $R$  – индекс корреляции случайных реализаций  $\varphi_1(t)$  и  $\varphi_2(t)$ .

Случайные реализации  $\varphi_1(t)$  и  $\varphi_2(t)$  представляют собой независимые случайные функции, а значит, индекс корреляции  $R$  между ними можно заменить нулём и получить

$$\sigma_\Sigma^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2. \quad (12)$$

Увеличивая фазовую нестабильность за счёт возведения колебаний в 4 и в 5 степень соответственно, получаем

$$\sigma_1 = 4\sigma \text{ и } \sigma_2 = 5\sigma. \quad (13)$$

Следует что СКО фазовой нестабильности совокупности двух реализаций:

$$\sigma_\Sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} = \sqrt{16\sigma^2 + 25\sigma^2} = 6,4\sigma. \quad (14)$$

Индекс 6,4 в выражении (14) означает, что неустойчивость частоты сигнала повысилась во 6,4 раз за счет реализованных трансформаций сравнительно с неустойчивостью первоначальных колебаний с источников Г1 и Г2.

Итак, был изучен алгоритм оценки очень мелких значений кратковременной нестабильности частоты, который лежит в основе умножении флуктуаций частоты параллельно с умножением самой частоты. В итоге труда алгоритма, делаем вывод о том, что неустойчивость частоты неоднородного сигнала увеличилась в 6,4 раза по среднеквадратическому отклонению и в 41 раз по дисперсии. Это уже есть положительный итог, но ниже будем рассматривать еще один, более обобщенный принцип осуществления данного алгоритма.

## 1. Второй способ реализации умножительно-преобразовательного алгоритма измерения КНЧ и его осуществления в LabVIEW

**1.1. Основные положения.** До этого уже было продемонстрировано, что очень малую КНЧ высокостабильных сигналов нельзя оценить сразу в границах секундного интервала времени. следовательно в реальности чтобы решить эту измерительную задачу нужно применить представленные в настоящей статье **умножительно-преобразовательные приемы**, в основе которых формируются алгоритмы и осуществляется решение задачи оценки КНЧ. Данный алгоритм положен в основе ряда ступенчато трансформаций первоначального сигнала с желанием повысить неустойчивость частоты на порядки. После соответствующего увеличения нестабильности частоты мы можем совершить ее оценку ординарными способами дискретного счета, и в заключительной стадии посредством соответствующего пересчета найти итоговую неустойчивость частоты первоначального колебания.

Тут нужно подчеркнуть, что и сама КНЧ и ее количественная оценка, полученная посредством реальных или условных экспериментов это случайные величины. Таким образом, оценка КНЧ сама обладает определенной дисперсией, и ее можно представить в цифрах лишь используя вероятностные характеристики – математического ожидания и СКО. По этой причине все виртуальные приборы, которые используются для решения задач в данной статье, связаны со случайными величинами, из этого вытекает невозможность определения, например коэффициента увеличения неустойчивости частоты без погрешностей, т.к. он тоже случайный параметр. Кстати эта работа и не посвящена абсолютно точной оценке КНЧ, да это практически и невозможно. Основное – это оценить уровень существующей неустойчивости, другими словами, определить в каких пределах она расположена, например, относительная КНЧ примерно равна  $10^{-6}$ , или  $10^{-8}$ , или  $10^{-12}$ .

В данной статье рассматривается новейший алгоритм умножительно-преобразовательного метода, структурная схема которого показана на рис. 2.

Подчеркнем, что отличие между ранее представленным алгоритмом, соответствующая схема которого приведена на рис. 1 и где были исследованы два генератора с примерно идентичной неустойчивостью и возведением в степень 4 и 5 первоначальных сигналов, и алгоритмом на рис. 2 в том, что второй алгоритм, имеет два существенных достоинства.

С одной стороны, он даёт возможность оценить КНЧ лишь одного генератора, а не пары идентичных генераторов, что снимает необходимость иметь к эксперименту два одинаковых генератора, имеющих реально высокой устойчивостью, что заставило бы, как минимум, нас делать большие материальные затраты, чтобы приобрести эти генераторы. С другой стороны, данный алгоритм способствует решению задачи увеличения неустойчивости в определённое число раз для выбранного значения показателя степени  $n$ . В то время как в степень  $n$  возводится одна половина случайного процесса  $s(t)$ , а вторая часть процесса возводится в степень  $n+1$ . Важно, что эта рамификация сигнала на две составляющие фактически способствует устранению взаимосвязи между этими половинами. Что приводит к обнулению коэффициента корреляции между ними. А это, в свою очередь, даёт возможность считать корректным выражение (12) для нахождения аддитивной дисперсии.

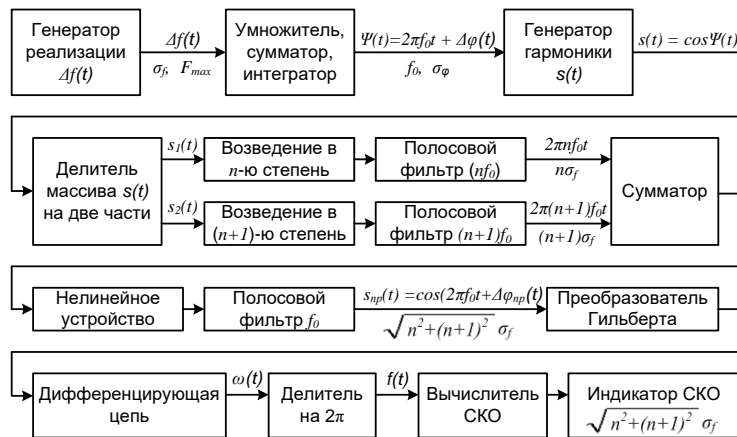


Рис. 2. Структурная схема модернизированного алгоритма измерения неустойчивости частоты

**1.2. Описание ВП4 «УПМ для заданной  $f(t)$  и  $n$ ».** Выше представленный алгоритм является фундаментом виртуального прибора ВП4 «УПМ для заданной  $f(t)$  и  $n$ ». Лицевая панель ВП4 приведена на рис. 3, а блок-диаграмма – на рис. 4.

Исходные данные к работе ВП4, как и прежде, являются частотой дискретизации  $F_d$  и длительностью реализации  $T_p$ , значением центральной частоты сигнала  $f_0$  и параметрами, определяющими неустойчивость частоты сигнала, а именно ее СКО  $\sigma_f$  и максимальной частотой  $F_{max}$  в спектре мгновенной частоты  $f(t)$ . Кроме этого, фиксируется значение показателя степени  $n$  и  $n + 1$ , которым будут подвергаться процессы сигнала  $s(t)$  для гарантирования производительности умножительно-преобразовательного метода (УПМ), и в качестве результата этого незначительная неустойчивость частоты сигнала будет увеличиваться в фиксированное число раз.

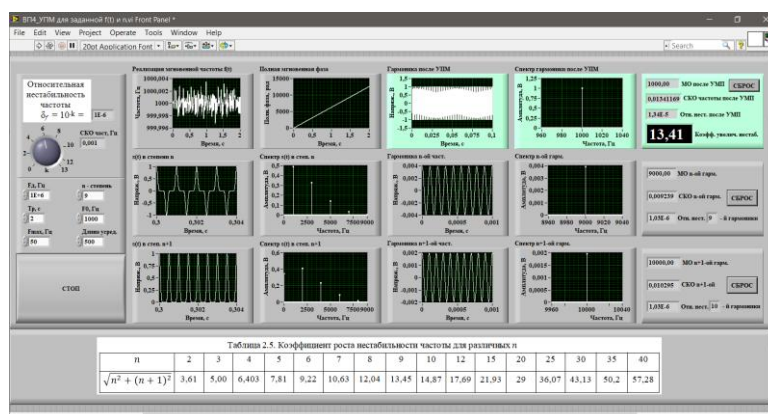


Рис. 3. Лицевая панель ВП4 «УПМ для заданной  $f(t)$  и  $n$ »

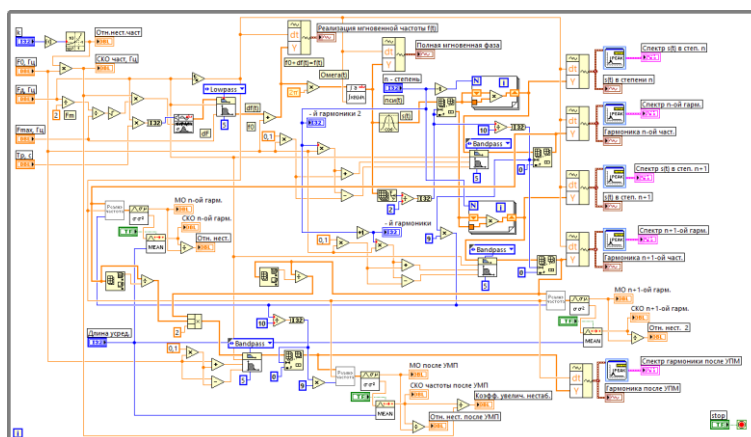


Рис. 4. Блок-диаграмма ВП4 «УПМ для заданной  $f(t)$  и  $n$ »

Ограничено опишется процесс функционирования ВП4, подчеркивая основные шаги. Для начала осуществляется формирование случайной функции времени, которая имеет физическую интерпретацию флуктуационных трансформаций частоты  $\Delta f(t)$ . Она включает в себя заданное значение СКО  $\sigma_f$  и максимальную частоту  $F_{max}$ . Далее получаем реализацию мгновенной частоты  $f(t) = f_0 + \Delta f(t)$ , реализация которой выводится на индикатор. Затем совершается переход в круговую частоту  $\omega(t) = 2\pi f(t)$ , после этого посредством операции интегрирования получаем полную

мгновенную фазу  $\psi(t) = \int_0^t \omega(t)dt$ , временная диаграмма которой выводится на лицевую панель. В конце начальной стадии вырабатывается сигнал  $s(t) = \cos\psi(t) = \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)]$ , имеющий заданную частотную неустойчивость  $\sigma_f$ .

Чтобы осуществить умножительно-преобразовательный метод нужно обладать двумя совокупностями отсчетов сигнала  $s(t)$  с идентичными частотами  $f_0$  и с эквивалентными неустойчивостями частоты  $\sigma_f$ , которую требуется оценить по окончанию эксперимента. Чтобы получить такие совокупности осуществлённый на предыдущей стадии массив значений сигнала  $s(t)$  делится на две равные части, одна от начала и до середины массива, вторая от середины до конца. В итоге имеются два некоррелированных сигнала, первый из них подвергается операции возведения в степень  $n$ , а второе – в степень  $n + 1$ . Данная трансформация сигналов является причиной появления гармоник на кратных частотах, допустим, что  $n$  четное, тогда возникнут гармоники на частотах  $2f_0, 4f_0, \dots, nf_0$ , а для  $n + 1$  на нечетных частотах  $3f_0, 5f_0, \dots, (n + 1)f_0$ . Временные и спектральные реализации сигналов, полученных путём возведения в степень, выводятся на лицевую панель прибора ВП4.

До этого было продемонстрировано, что абсолютная частотная флуктуация высоких гармоник с частотами  $nf_0$  и  $(n + 1)f_0$  повышается соответственно в  $n$  и  $n + 1$  раз. Данные высокие гармоники извлекаются из сигналов благодаря соответствующим полосовым фильтрам, и из полученных массивов вычитается начальная часть элементов (10%), в которой происходят переходные процессы. Временные и спектральные реализации гармоник, очищенных от переходных процессов пропускаются на индикатор. После этого колебания становятся объектом преобразования Гильберта, которое позволяет получить полную мгновенную фазу сигналов, к ней применяется численное дифференцирование, и находятся математическое ожидание и СКО мгновенной частоты обоих колебаний со средними частотами  $nf_0$  и  $(n + 1)f_0$ . Следовательно, измеряется неустойчивость частоты этих колебаний.

На следующей стадии гармонические колебания с частотами  $nf_0$  и  $(n + 1)f_0$  испытывают на себя мультипликативную операцию, и на выходе умножителя формируются сигналы разностной  $f_0$  и суммарной  $(2n + 1)f_0$  частот. Применяя полосовая фильтрация, извлекается гармоническое колебание разностной частоты, частота которого равна частоте первоначального колебания. Подобно вышеуказанному случаю, неустойчивость частоты этого колебания привнесит неустойчивость первоначального колебания  $\sigma_f$ . Она будет оцениваться по формуле:

$$\sigma_{f_{\text{упм}}} = \sigma_f \sqrt{n^2 + (n + 1)^2}. \quad (15)$$

В табл. 1 приведены значения коэффициента увеличения неустойчивости частоты для различных значений  $n$ .

Таблица 1

Коэффициент роста неустойчивости частоты для различных  $n$ 

$n$	2	3	4	5	6	7	8	9
$\sqrt{n^2 + (n + 1)^2}$	3,61	5,00	6,403	7,81	9,22	10,63	12,04	13,45
$n$	10	12	15	20	25	30	35	40
$\sqrt{n^2 + (n + 1)^2}$	14,87	17,69	21,93	29	36,07	43,13	50,2	57,28

Видим, что по мере вырастания показателя степени  $n$  на единицу коэффициент нарастания неустойчивости частоты повышается на  $1,4 \approx \sqrt{2}$ . В случае если  $n = 100$ , тогда этот коэффициент будет равен 142,13, а если хочется повысить неустойчивость в 100 раз, тогда нужно присвоить  $n = 70$ , и мы увидим, что значение коэффициента будет 99,7.



Далее в ВП4 на лицевой панели представляется временная и спектральная диаграмма сигнала, являющегося результатом всех трансформаций. Находится мгновенная частота этого сигнала и измеряем полученную частотную нестабильность  $\sigma_{f_{\text{ум}}}$ .

**1.3. Результаты моделирования с использованием ВП4.** Тестирование и первые итоги производительности прибора ВП4 продемонстрировали, что коэффициенты увеличения неустойчивости частоты, которые получились во время испытания прибора для всех  $n$  из табл. 1, с высокой точностью совпадают с представленными в таблице значениями. Но тут нужно выразить несколько важных суждений.

Во-первых, нельзя получить абсолютно точное совпадение фактических коэффициентов повышения неустойчивости, полученных во время моделирования, с выкладными значениями в табл. 1. Оно связано, в первую очередь, непредсказуемым характером поведения мгновенной частоты  $f(t)$  и случайными оценками ее СКО, которые получаются посредством усреднения окончательных реализаций мгновенной частоты. Например, в ходе моделирования в случае  $n = 9$  в течение 10 первых минут, коэффициент увеличения колебался в пределах значений  $13,25 \div 13,35$ , а в течение следующих 10 минут флуктуировал в пределах значений  $13,35 \div 13,40$ . Как не крути, после 20-и минутной работы ВП4 разница между измеренным коэффициентом и расчетным из табл. 1 (для  $n = 9$  расчетное значение коэффициента равно 13,45) не превышает 1 %. По всей видимости, это является вполне достаточной точностью, для определения уровня повышения неустойчивости и найти коэффициент обратного пересчета, чтобы установить фактической нестабильности частоты высокостабильных генераторов.

Во-вторых, выбирая значения входных параметров устройства нужно это делать компромиссно и осторожно. Например, при всех  $n$  из табл. 1 устройство полностью работало эффективно и давало очень близкие показания к расчетным значениям. Однако в случае когда  $n = 70$ , который принадлежит расчетному значению коэффициента нарастания неустойчивости, равному 100, ВП4 выдал фактически  $150 \div 160$ , а при  $n = 100$  даёт то же повышение в 150 раз. Это говорит о том, что при очень великих значениях показателя степени, которой подвергаются сигналы, стабильность производительности устройства падает и использовать его корректно нельзя. Это наблюдается даже по значениям неустойчивости частоты 100-й и 101-й гармоник: когда относительная нестабильность составляет  $10^{-3}$ , устройство показало у этих гармоник неустойчивость  $1,6 \div 1,8$  на  $10^{-3}$ . Тестирование производительности устройства при других, более мелких значениях  $n$  показало, что оно стабильно работает при  $n = 20$  (коэффициент увеличения неустойчивости 26,17), при  $n = 30$  (коэффициент 43,14), при  $n = 40$  (коэффициент 57,28). А вот при  $n = 50$  устойчивость падает, потому что неустойчивость частоты 50-й и 51-й гармоник внезапно увеличиваются. Следовательно, будем считать, что производительность устройства остаётся неизменной до  $n = 40$ .

В-третьих, ограничения, накладывавшиеся на частоту дискретизации и длительность реализации, с помощью которых определяется число элементов массивов и способствующие с достаточным объемом оперативной памяти ПК сравнительно быстро работе ВП4, уже оговаривались выше. Предлагается в ВП4 пользоваться частотой дискретизации 1 МГц, при длительности реализации 2 секунды. Значение средней частоты  $f_0$  нужно брать так, чтобы соответствовало частоте дискретизации и задаётся в диапазоне  $1 \div 20$  кГц. Наивысшая частота  $F_{\text{max}}$  у спектра мгновенной частоты сигнала должна определяться действующей скоростью изменения частоты реального генератора, однако, пока она нам неизвестна, в виртуальном генераторе она устанавливается равной  $25 \div 50$  Гц. Между прочим, в случае

уменьшения максимальной частоты изменения частоты до  $3 \div 5$  Гц, оценка СКО частоты будет обладать большой дисперсией, и устройство будет давать нестабильные и заниженные результаты.

В-четвертых, все ранее приведенные результаты получились при условии, что относительная нестабильность равна  $10^{-3}$  и абсолютная нестабильность 1 Гц, это означает, что несущая частота была равна 1 кГц. Но основной этап является эффективностью работы устройства ВП4 при сильно мелких неустойчивостях, для этого оно собственно и было разработано. Тестирование продемонстрировало, что ВП4 устойчиво совершает работу когда относительная нестабильность принимает значения вплоть до  $10^{-9}$ , а если пытаться дальше ее уменьшить, мы сталкиваемся с некорректными результатами, в ходе определения СКО частоты сигнала. Получается, что при сильно незначительных среднеквадратических отклонениях СКО частоты, данный момент трансформации влечёт за собой некорректные результаты, другими словами, наблюдается существенная разница между заданной функцией мгновенной частоты и частотой, полученной с применением Гильбертского преобразования. Сделанные выводы подтверждаются графиками приведённых функций для двух значений СКО частоты, представленными на рис. 5 и 6. Ниже исследуется причина этой расхожимости.

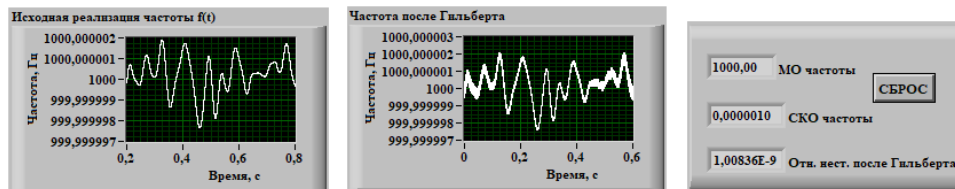


Рис. 5. Графики заданной и полученной частоты при  $\delta_f = 10^{-9}$



Рис. 6. Графики заданной и полученной частоты при  $\delta_f = 10^{-11}$

Видим, что при  $\delta_f = 10^{-11}$  временная реализация мгновенной частоты, которая получилась путём преобразования Гильберта, значительно отклоняется от исходной функции частоты. Это влечёт за собой превышение определенного при обработке этой функции значения СКО ожидаемое в 6 раз, что действительно представляет собой грубую погрешность расчётов в устройстве ВП4. Если установить относительную нестабильность  $\delta_f = 10^{-10}$  также видим некое отличие между входным СКО и его значением, полученным в программе – тут устройство показало  $\delta_f = 1,15 \cdot 10^{-10}$ , т.е. разница составила 15 %.

Проделанные анализы свидетельствуют, что при сильно высокостабильных по частоте колебаниях ( $\delta_f = 10^{-10}$  и ниже) нужно конкретизировать и улучшать алгоритм оценки СКО частоты, однако эта задача не является объектом исследования в этой статье. Но планируется дальше провести исследования по этому направлению. При реальных условиях в настоящее время мы не работаем с генераторами, которые обладают нестабильностью частоты ниже  $10^{-9}$  и для решения поставленных в данной статье задач эффективности ВП4 хватает.

В итоге данной работы приведём результаты анализа, которые способствуют установлению взаимосвязи между заданной нестабильностью частоты и максимально возможным значением степени  $n$ , которой сигнал подвергается, чтобы осуществить УПМ. До этого было сказано, что устройство сохраняет свою работоспособность до  $n = 40$ , а когда значения  $n$  большие, амплитуды  $n$  и  $n + 1$  гармоник грубо уменьшаются, колеблются во времени и является причиной существенного и неоправданного нарастания частотных флуктуаций. Но с занижением заданной относительной нестабильности будет податься и максимально возможное значение  $n$ . Результаты этой зависимости представлены в табл. 2.

Таблица 2

**Предельное значение  $n$  для заданной нестабильности  $\delta_f$**

$\delta_f$	$10^{-3}$	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$	$10^{-7}$	$10^{-8}$	$10^{-9}$	$10^{-10}$
$n_{max}$	41	39	35	32	27	22	20	-

#### Выводы:

1. Как для первого алгоритма, так и для второго, при заданном показателе увеличения нестабильности частоты колебаний  $n$ , коэффициент нарастания флуктуации частоты один и тот же.
2. При моделировании в *LabVIEW*, ВП4 устойчиво совершает работу когда относительная нестабильность принимает значения вплоть до  $10^{-9}$  (не меньше).
3. Второй алгоритм преимущественнее первого тем, что при нём требуется только один генератор для увеличения и измерения его нестабильности, а не два как видно при первом. А это экономически выгодно.
4. Ограничение второго пункта связано с тем, что при занижении уровня относительной нестабильности частоты  $\delta_f$  ниже  $10^{-9}$ , мы попадаем в зону собственных шумов преобразований Гильберта и Фурье.
5. Все ранее приведенные результаты получились при условии, что относительная нестабильность равна  $\delta_f = 10^{-3}$  и абсолютная нестабильность  $\sigma_f = 1$  Гц, это означает, что несущая частота была равна  $f = 1$  кГц.
6. Для обоих алгоритмов, флуктуации частоты колебаний увеличились в 6,4 раза по среднеквадратическому отклонению и в 41 раз по дисперсии, при выбранном  $n = 4$ . Что и ожидалось. Если применить этот способ много раз к колебаниям высокостабильных генераторов, можно выработать колебание с повышенной нестабильностью, а затем оценить её доступным измерительным оборудованием. В этом суть умножительно-преобразовательного метода (УПМ).

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Нсуе Х.М.Б., Федосов В.П., Терешков В.В. Оценка нестабильности частоты с помощью показателей во временной области // Ростовский научный журнал: сетевой журнал. – 2016. – Т. 4. – Вып. 6. – С. 5-15.
2. Нсуе Х.М.Б., Федосов В.П., Терешков В.В. Измерение нестабильности частоты высокостабильных генераторов с помощью показателей во временной области // Ростовский научный журнал: сетевой журнал – 2016. – Т. 4. – Вып. 7. – С. 63-70.
3. Нсуе Х.М.Б., Федосов В.П. Цифровой алгоритм измерения кратковременной нестабильности частоты высокостабильных генераторов умножительно-преобразовательным методом // Тенденции развития науки и образования: Сб. науч. трудов, по материалам XV междунар. науч. конф. 25 июня 2016 г. – Изд-во НИЦ «Л-Журнал», 2016. – Ч. 3. – С. 16-18.
4. Нсуе Х.М.Б., Федосов В.П., Кучерявенко С.В. Измерение кратковременной нестабильности частоты сверхстабильных квазигармонических сигналов // Инженерный вестник Дона. – 2018. – № 1.
5. Нсуе Х.М.Б., Федосов В.П., Кучерявенко С.В. Экспериментальное измерение относительной нестабильности частоты колебаний цифровым умножительно-преобразовательным методом // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2019. – № 5 (207). – С. 69-80.

6. Нсue Х.М.Б., Кучерявенко С.В. Кратковременная нестабильность частоты квазигармонических сигналов // Сб. трудов 18-ой Национальной молодежной научно-практической конференции «Фундаментальные исследования с применением компьютерных технологий в науке, производстве, социальных и экономических процессах», г. Новочеркасск, 2018.
7. Федосов В.П., Муравицкий Н.С., Кучерявенко С.В. Повышение эффективности радиосвязи в релейском канале на основе антенных решеток // Радиотехника. – 2008. – № 11. – С. 195-204.
8. Кучерявенко С.В., Рыжов В.П. Использование технологии National Instruments для моделирования случайных процессов и их преобразований // Матер. Международной научной конференции «Технологии National Instruments в науке, технике и образовании». – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2006. – С. 15-17.
9. Fedosov V.P., Lomakina A.V., Legin A.A., Voronin V.V. Modeling of systems wireless data transmission based on antenna arrays in underwater acoustic channels // Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering Architectures, Algorithms, and Applications. – Baltimore: The Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE), 2016. – P. 98720G.
10. Федосов В.П., Тарасов С.П., Пивнев П.П., Воронин В.В., Кучерявенко С.В., Лegin А.А., Ломкина А.В., Франц В.А. Сети связи для подводных автономных роботизированных комплексов: монография. – Ростов-на-Дону – Таганрог, 2018.
11. Кучерявенко С.В. Спектры звуковых сигналов в базисе Хаара // Известия ТРТУ. – 1999. – № 2 (12). – С. 43.
12. Кучерявенко С.В. Свойства симметрии сигналов и их отображение в различных базисах // Известия ТРТУ. – 1998. – № 3 (9). – С. 14.
13. Mengali U., D'Andrea A. Synchronization Techniques for Digital Receivers. – New York: Plenum Press, 1997. – 529 p.
14. Decina M., deJulio U. International Activities on Network Synchronization for Digital Communication // IEEE International Communications Conference. – 1979.
15. Abate J.E., Brandenburg L.H., Lawson J.C., Ross W.L. The Switched Digital Network Plan // Bell System Technical Journal. – September 1977. – P. 1297-1320.
16. Pierce J.R. Synchronizing Digital Networks // Bell System Technical Journal. – March 1969. – P. 615-636.
17. Collins A.A. Pedersen R.D. Telecommunications, A Time for Innovation, Merle Collins Foundation, Dallas, Texas 1973.
18. Byrne C.J., Karafin B.J., Robinson D.B. Systematic Jitter in a Chain of Digital Repeaters // Bell System Technical Journal. – November 1963. – P. 2679- 2714.
19. Gardner F.M. Phase-lock Techniques. – 2nd ed. – John Wiley & Sons, New York, 1979.
20. Sunde E.D. Self-Timing Regenerative Repeaters // Bell System Technical Journal. – July 1957. – P. 891-938.
21. Duttweller D.L. The Jitter Performance of Phase-Locked Loops Extracting Timing from Baseband Data Waveforms // Bell System Technical Journal. – January 1976. – P. 37-58.
22. Impact of Jitter on the Second Order Digital Multiplex at 6312 kbit/s // AT&T Submittal to CCITT study group on jitter, Green Book. – Vol. 3. – P. 861-869.
23. Muratani T. Saitoh H. Synchronization in TDMA Satellite Communications // IEEE International Conference on Communications. – 1979. – P. 11.4.1-11.4.6.

## REFERENCE

1. Nsue Kh.M.B., Fedosov V.P., Tereshkov V.V. Otsenka nestabil'nosti chastoty s pomoshch'yu pokazateley vo vremennoy oblasti [Estimation of frequency instability using indicators in the time domain], *Rostovskiy nauchnyy zhurnal: setevoy zhurnal* [Rostov Scientific Journal: Network Journal], 2016, Vol. 4, Issue 6, pp. 5-15.
2. Nsue Kh.M.B., Fedosov V.P., Tereshkov V.V. Izmerenie nestabil'nosti chastoty vysokostabil'nykh generatorov s pomoshch'yu pokazateley vo vremennoy oblasti *Rostovskiy nauchnyy zhurnal: setevoy zhurnal* [Rostov Scientific Journal: Network Journal], 2016, Vol. 4, Issue 7, pp. 63-70.

3. *Nsue Kh.M.B., Fedosov V.P.* TSifrovoy algoritm izmereniya kratkovremennoy nestabil'nosti chastoty vysokostabil'nykh generatorov umnozhitel'no-preobrazovatel'nym metodom [A digital algorithm for measuring the short-term frequency instability of highly stable generators by the multiplication-converting method], *Tendentsii razvitiya nauki i obrazovaniya: Sb. nauch. trudov, po materialam XV mezhdunar. nauch. konf. 25 iyunya 2016 g.* [Trends in the Development of Science and Education: Sat. scientific proceedings, according to the materials of the XV int. scientific conf. June 25, 2016]. Izd-vo NITS «L-Zhurnal», 2016, Part 3, pp. 16-18.
4. *Nsue Kh.M.B., Fedosov V.P., Kucheryavenko S.V.* Izmerenie kratkovremennoy nestabil'nosti chastoty sverkhstabil'nykh kvazigarmonicheskikh signalov [Measurement of short-term frequency instability of superstable quasiharmonic signals], *Inzhenernyy vestnik Dona* [Engineering Journal of the Don], 2018, No. 1.
5. *Nsue Kh.M.B., Fedosov V.P., Kucheryavenko S.V.* Eksperimental'noe izmerenie otnositel'noy nestabil'nosti chastoty kolebaniy tsifrovym umnozhitel'no-preobrazovatel'nym metodom [Experimental measurement of frequency relative instability of oscillations by digital multiplier-converting method], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2019, No. 5 (207), pp. 69-80.
6. *Nsue Kh.M.B., Kucheryavenko S.V.* Kratkovremennaya nestabil'nost' chastoty kvazigarmonicheskikh signalov [Short-term frequency instability of quasi-harmonic signals], *Sb. trudov 18-oy Natsional'noy molodezhnoy nauchno-prakticheskoy konferentsii «Fundamental'nye issledovaniya s primeneniem komp'yuternykh tekhnologiy v nauke, proizvodstve, sotsial'nykh i ekonomicheskikh protsessakh», g. Novocherkassk, 2018* [Proceedings of the 18th National Youth Scientific and Practical Conference "Fundamental Research Using Computer Technologies in Science, Production, Social and Economic Processes", Novocherkassk, 2018].
7. *Fedosov V.P., Muravitskiy N.S., Kucheryavenko S.V.* Povyshenie effektivnosti radiosvyazi v releevskom kanale na osnove antennoykh reshetok [Increasing the efficiency of radio communication in the relay channel based on antenna arrays], *Radiotekhnika* [Radiotechnics], 2008, No. 11, pp. 195-204.
8. *Kucheryavenko S.V., Ryzhov V.P.* Ispol'zovanie tekhnologii National Instruments dlya modelirovaniya sluchaynykh protsessov i ikh preobrazovaniy [Using national Instruments technology for modeling random processes and their transformations], *Mater. Mezhdunarodnoy nauchnoy konferentsii «Tekhnologii National Instruments v nauke, tekhnike i obrazovanii»* [Proceedings of the International scientific conference "National Instruments Technologies in science, technology and education"]. Taganrog: Izd-vo YuFU, 2006, pp. 15-17.
9. *Fedosov V.P., Lomakina A.V., Legin A.A., Voronin V.V.* Modeling of systems wireless data transmission based on antenna arrays in underwater acoustic channels, *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering Architectures, Algorithms, and Applications. Baltimore: The Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE)*, 2016, pp. 98720G.
10. *Fedosov V.P., Tarasov S.P., Pivnev P.P., Voronin V.V., Kucheryavenko S.V., Legin A.A., Lomakina A.V., Frants V.A.* Seti svyazi dlya podvodnykh avtonomnykh robotizirovannykh kompleksov: monografiya [Communication networks for underwater autonomous robotic systems, monograph]. Rostov-on-Don – Taganrog, 2018.
11. *Kucheryavenko S.V.* Spektry zvukovykh signalov v bazise Khaara [Spectra of sound signals in the Haar basis], *Izvestiya TRTU* [Izvestiya TSURE], 1999, No. 2 (12), pp. 43.
12. *Kucheryavenko S.V.* Svoystva simmetrii signalov i ikh otobrazhenie v razlichnykh bazisakh [Symmetry properties of signals and their display in various bases], *Izvestiya TRTU* [Izvestiya TSURE], 1998, No. 3 (9), pp. 14.
13. *Mengali U., D'Andrea A.* Synchronization Techniques for Digital Receivers. New York: Plenum Press, 1997, 529 p.
14. *Decina M., deJulio U.* International Activities on Network Synchronization for Digital Communication, *IEEE International Communications Conference*, 1979.
15. *Abate J.E., Brandenburg L.H., Lawson J.C., Ross W.L.* The Switched Digital Network Plan, *Bell System Technical Journal*, September 1977, pp. 1297-1320.
16. *Pierce J.R.* Synchronizing Digital Networks, *Bell System Technical Journal*, March 1969, pp. 615-636.
17. *Collins A.A. Pedersen R.D.* Telecommunications, A Time for Innovation, Merle Collins Foundation, Dallas, Texas 1973.

18. Byrne C.J., Karafin B.J., Robinson D.B. Systematic Jitter in a Chain of Digital Repeaters, *Bell System Technical Journal*, November 1963, pp. 2679- 2714.
19. Gardner F.M. Phaselock Techniques. 2nd ed. John Wiley & Sons, New York, 1979.
20. Sunde E.D. Self-Timing Regenerative Repeaters, *Bell System Technical Journal*, July 1957, pp. 891-938.
21. Duttweiler D.L. The Jitter Performance of Phase-Locked Loops Extracting Timing from Base-band Data Waveforms, *Bell System Technical Journal*, January 1976, pp. 37-58.
22. Impact of Jitter on the Second Order Digital Multiplex at 6312 kbit/s, *AT&T Submittal to CCITT study group on jitter, Green Book*, Vol. 3, pp. 861-869.
23. Muratani T. Saitoh H. Synchronization in TDMA Satellite Communications, *IEEE International Conference on Communications*, 1979, pp. 11.4.1-11.4.6.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор В.И. Марчук.

**Нсусе Хасинто Мба Бийе** – Южный федеральный университет; e-mail: jacintonsue@gmail.com; 347928, г. Таганрог, ул. Некрасовский, 44; тел.: +78634371632; кафедра теоретических основ радиотехники; аспирант.

**Федосов Валентин Петрович** – e-mail: vpfedosov@sfnedu.ru, кафедра теоретических основ радиотехники; профессор.

**Кучерявенко Светлана Валентиновна** – e-mail: svkucheryavenko@sfnedu.ru, кафедра теоретических основ радиотехники; доцент.

**Nsue Jacinto Mba Biye** – Southern Federal University; e-mail: jacintonsue@gmail.com; 44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371632; postgraduate student.

**Fedosov Valentin Petrovich** – e-mail: vpfedosov@sfnedu.ru, professor.

**Kucheryavenko Svetlana Valentinovna** – e-mail: svkucheryavenko@sfnedu.ru, associate professor.

УДК 621.372.81

DOI 10.18522/2311-3103-2020-3-68-78

**Н.Н. Кисель, А.А. Ваганова, И.А. Ваганов**

## **ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ НАГРЕВА МОЛОКА ЭНЕРГИЕЙ СВЧ ПОЛЯ**

Термообработка диэлектрических материалов и пищевых продуктов является одним из важных направлений развития производства различной продукции. Использование энергии электромагнитного поля сверхвысоких частот для сушки, нагрева, размораживания и пастеризации пищевых продуктов является перспективным, поскольку такие технологии подходят обработки различных диэлектрических материалов и при этом являются эффективными и экологически чистыми. Несмотря на наличие множества разработок в сфере обработки материалов с помощью СВЧ, создание универсального устройства, подходящего для тепловой обработки любых материалов, затруднительно из-за разнообразия их форм и размеров, а также существенного различия электрофизических свойств диэлектриков. Поэтому в каждом конкретном случае требуется создавать оптимальную конструкцию устройства и выбирать вариант возбуждения электромагнитного поля. Данная работа посвящена моделированию поглощения энергии электромагнитного поля СВЧ в устройстве для пастеризации молока. С применением САПР FEKO построена 3D модель устройства и выполнено моделирование его работы. Проведено исследование влияния угла наклона кварцевых трубок на распределение электромагнитного поля в волновод. Полученные результаты показывают, что большая часть мощности поглощается ближе к началу волновода, причем при увеличении угла наклона трубок это явление имеет более выраженный характер. На основании проведенных расчетов установлен оптимальный угол наклона трубок. Также рассмотрено влияние диаметра и материала трубок. Получены распределения электрического поля и удельной мощности, поглощенной на кг диэлектрика в волновод.