

Устройство преобразования сигнала с частотой 100 МГц с низкими фазовыми шумами

В.В. Давыдов^{1,*}, А.А. Попов^{1,†}, Д.Д. Савин^{1,‡}, В.В. Наумова^{2,§}

¹Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, институт электроники и телекоммуникаций, высшая школа прикладной физики и космических технологий Россия, 195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29

²Всероссийский научно-исследовательский институт метрологии им. Д.И. Менделеева Россия, 190005, Санкт-Петербург, Московский пр., д. 19

(Поступила в редакцию 09.06.2024; подписана в печать 20.11.2024)

Выявлены основные недостатки конструкций высокостабильных генераторов ультравысоких частот (УВЧ) и трудности использования подобного оборудования на спутниках и других подвижных объектах. Предложено устройство преобразования высокостабильного сигнала, которое разделяет его на несколько синфазных. Обоснован выбор малошумящих операционных усилителей (ОУ) в качестве элементной базы для преобразователя. Проведено теоретическое исследование коэффициентов шумов и спектральных плотностей мощности фазовых флуктуаций у импортных и отечественных малошумящих ОУ с использованием среды MATLAB. Разработана принципиальная схема устройства на основе выбранных моделей ОУ, которая позднее была модифицирована путем увеличения количества выходных сигналов. Установлена необходимость пересмотреть общую структуру схемы с учетом паразитных емкостей ОУ. Проверена ее адекватность с использованием программного пакета NI Multisim. Создана печатная плата для непосредственных лабораторных исследований спектральной плотности мощности шума устройства.

PACS: 06.20.fb. УДК: 004.032.32.

Ключевые слова: фазовый шум, преобразователь сигнала, УВЧ, водородный стандарт, малошумящий усилитель, шум тока, шум напряжения.

ВВЕДЕНИЕ

Современные ультравысокочастотные (УВЧ) генераторы обладают рядом недостатков, среди которых выделяются относительно большой размер конструкции и высокая стоимость [1–3]. Если в устройстве, например в квантовом стандарте частоты, присутствует более одного блока, требующего высокочастотный сигнал, размеры такого устройства будут большие [4–7]. Это создает проблемы с его использованием на спутниках и подвижных объектах. Все это в итоге приводит к увеличению стоимости конструкции устройства, в котором устанавливается генератор УВЧ, и расходов на его эксплуатацию. К тому же эти генераторы не будут синхронизированы, что приводит к разности фаз между сигналами, которые поступают на соответствующие блоки. В большинстве случаев такая ситуация является неблагоприятной, поэтому ее стараются не допускать, включая в схему блок синхронизации. Это еще больше увеличит размеры и стоимость устройства. Решением этой проблемы может быть использование схем для генерации нескольких высокостабильных синхронизированных УВЧ сигнала с малыми фазовыми шумами [8–10]. Целью данной работы являлось проектирование преобразователя сигнала с частотой 100 МГц с низкими фазовыми шумами. Данный преобразователь является устройством, на вход

которого поступает высокостабильный сигнал частотой 100 МГц, с заданными показателями СПМ ФШ на различных отстройках, а с выхода для последующих потребителей выдается двенадцать сигналов заданной амплитуды с низкой СПМ ФШ. Увеличение количества когерентных выходных сигналов может потребоваться для обеспечения опорными сигналами потребителей, которые выполняют совместные задачи. Например: в случае определения местоположения по сигналам ГЛОНАСС или GPS разными приемными устройствами, на которые приходят когерентные опорные сигналы от одного источника; в случае расчета величины итогового расхождения шкал времени с помощью комплексного использования аппаратуры приема и передачи сигналов ДВ, СДВ и КВ диапазонов, опорным генератором для которой является один стандарт частоты; и в других условиях комплексного использования устройств, обязательным требованием для которых является наличие входных когерентных опорных сигналов [11–13]. В качестве элементной базы устройства были выбраны малошумящие операционные усилители (ОУ). Они обладают уже заданными в документации значениями входных шумов токов и напряжений. Этот факт позволяет производить теоретический расчет шумовых характеристик проектируемого устройства. В ходе проведения работы требуется решить следующие поставленные задачи:

1. спроектировать схему преобразователя сигнала частотой 100 МГц с низкими фазовыми шумами;
2. подобрать среди зарубежной и отечественной элементной базы операционные усилители, обладающие низкими входными шумами тока и на-

* davydov_vadim66@mail.ru

† alexander_popov_work@mail.ru

‡ savin_danila00@mail.ru

§ vika_025898@mail.ru

- пряжения;
3. собрать схему в программном пакете NI Multisim с коэффициентами усиления 1, 2 и 4;
 4. произвести расчет коэффициентов шума для выбранных операционных усилителей;
 5. произвести моделирование СПМ ФШ для выбранного усилителя и отечественного аналога;
 6. собрать электронную модель и провести анализ СПМ ФШ при типовых включениях ОУ LMH6629SD и AD8099ARD;
 7. Модифицировать принципиальную схему, увеличив количество выходных сигналов до 12.

1. ПОДБОР ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ

Среди различных вариантов решения поставленной задачи рассмотрим теоретическую возможность создания проектируемой схемы при помощи двух альтернативных вариантов реализации: на базе транзисторного каскада и на базе различных схем включения операционных усилителей. Транзисторы — это многофункциональный электронный компонент, который используется при создании усилителей, разветвителей, электронных И ключей и т. д. Современные методы производства транзисторов позволяют создавать устройства с необходимыми заказчику параметрами тока коллектора, тока эмиттера, тока базы, сопротивления база-эмиттер и т. д. Также, транзистор является простейшим элементом, поэтому уровень создаваемых в нем шумов будет минимальным. Соответственно, они подходят для построения малозумящего преобразователя сигнала. Хотя транзисторы и имеют малый уровень шумов, их точный уровень и коэффициент шума в технической документации обычно не указывается, так как измерения данных параметров следует проводить для каждой конкретной схемы отдельно [14]. Если же в документации и указано численное значение коэффициента шума, оно не подходит для проведения моделирования, так как измерения производились при конкретной частоте при определенном типе включения транзистора и конкретном виде резистивной обвязки. Так, к примеру, в технической документации биполярного усилителя КТ3102 приведен коэффициент шума, рассчитанный для сигнала частотой 1 кГц, поэтому расчет СПМ ФШ для сигнала с другой частотой не представляется возможным. Из этого можно сделать вывод, что расчет модели устройства, построенной на базе транзисторов, затруднителен. С учетом невозможности теоретического расчета СПМ ФШ проектируемой схемы транзисторного каскада, который необходим по требованиям технического задания - в данной работе рассматривается вариант построения устройства

преобразования сигнала на основе малозумящих операционных усилителей. Наличие в технической документации шумов тока и напряжения позволяет провести теоретическое моделирование влияния шумов генератора и усилителя на СПМ ФШ сигнала.

Для уменьшения собственных шумов ОУ следует обращать внимание на низкие значения шумов тока и напряжения на входе. В итоге, для обеспечения необходимых по техническому заданию значений относительной СПМ ФШ необходимо выбирать операционный усилитель с наименьшим шумовым током и напряжением, высоким быстродействием и широкой полосой пропускания. Широкая полоса пропускания необходима для усиления сигнала, так как усиление типичного операционного усилителя обратно пропорционально частоте, оно характеризуется произведением коэффициента усиления на ширину полосы пропускания.

В табл. 1 представлены характеристики различных малозумящих операционных усилителей (с наименьшими шумовыми напряжениями и токами) с полосой пропускания более 100 МГц.

Таблица 1. Операционные усилители

Наименование усилителя	Шумовой ток, пА/√Гц	Шумовое напряжение, нВ/√Гц	Полоса пропускания, МГц
LMH6629	2.6	0.69	900
LMH6739	3	2.30	750
LT6200	2.2	0.95	165
AD8099ARD	2.6	0.95	700
LMH6624	2.3	0.92	1500
THS4509	2.2	1.90	1900
LMH6702	3.0	1.83	1700

Мощность фазовых флуктуаций усилителей в окрестности несущей частоты для частотных отстроек более 1 Гц определяется суммой широкополосного теплового шума, имеющего равномерную спектральную плотность мощности во всем диапазоне частот, и фликкер-шума, преобразованного в область несущей из области низких частот [4]. Зависимость выходного напряжения от времени может быть представлена следующим образом:

$$V(t) = (V_0 + \varepsilon(t)) \cdot \sin(2\pi\nu_0 t + \varphi(t)),$$

где: V_0 — номинальное амплитудное пиковое значение напряжения, $\varepsilon(t)$ — отклонение от номинального амплитудного значения напряжения, ν_0 — номинальная частота, $\varphi(t)$ — отклонение фазы от номинальной $2\pi\nu_0 t$ [15].

Фазовая нестабильность может характеризоваться спектральной плотностью фазовых флуктуаций, опре-

деляемая как:

$$S_{\varphi}(f) = \frac{\varphi^2(f)}{\Delta f},$$

где $S_{\varphi}(f)$ — спектральная плотность фазовых флуктуаций, рад²/Гц; $\varphi(f)$ — отклонение фазы от номинальной частоты, рад; Δf — ширина полосы пропускания, Гц [14].

Спектральная плотность фазовых флуктуаций $S_{\varphi}(f)$ — является односторонней, поскольку частота f лежит в диапазоне от 0 до ∞ , однако понятие $S_{\varphi}(f)$ включает в себя колебания как от верхней, так и от нижней боковых полос несущей. Исходя из этого, стандартной мерой для характеристики нестабильности частоты и фазы в частотной области является относительная спектральная плотность фазовых шумов $L_{\varphi}(f)$, определяемая, как половина спектральной плотности двойной боковой полосы фазовых флуктуаций:

$$L_{\varphi}(f) = \frac{S_{\varphi}(f)}{2} \quad (1)$$

Термин «спектральная плотность» $S_{\varphi}(f)$ описывает распределение энергии как непрерывной функции, выраженной в единицах дисперсии фазы (в радианах) в расчете на единицу ширины полосы. Тогда как, в формуле (1), $L_{\varphi}(f)$ является косвенной мерой энергии шума, которая связана со спектральной плотностью мощности, отображаемой на анализаторе спектра. $S_{\varphi}(f) = 1/\text{Гц}$ — это отношение СПМ однофазного шума, при отклонении фазы от номинального значения (для полосы пропускания 1 Гц), к общей мощности сигнала [14, 15]. В отечественной литературе $L_{\varphi}(f)$ называется относительной спектральной плотностью фазовых шумов [15, 16]. Спектральная плотность мощности фазовых флуктуаций единичного усилителя может быть представлена выражением:

$$S_{\varphi}(f) = b_0 + \frac{b_{-1}}{f}, \quad (2)$$

где b_0 — спектральная плотность мощности фазовых флуктуаций за счет тепловых шумов, рад²/Гц; b_{-1} — спектральная плотность мощности фазовых флуктуаций за счет фликкер-шума, рад².

Относительная спектральная плотность мощности за счет тепловых шумов в системе с согласованными сопротивлениями источника и нагрузки определяется коэффициентом шума усилителя и мощностью тепловых шумов источника сигнала, нормированных к мощности входного сигнала:

$$b_0 = \frac{FkT}{P}. \quad (3)$$

Для упрощения расчета и графического построения зависимости относительной СПМ ФШ относительно

частоты, удобнее рассматривать формулу (3) в логарифмическом представлении:

$$b_0 = NF + 10 \lg(kT) - P,$$

где b_0 — СПМ фазовых флуктуаций за счет тепловых шумов, дБрад²/Гц; NF — коэффициент шума, дБ; k — постоянная Больцмана, Дж/К; T — температура источника, К; P — мощность сигнала источника, дБВт.

При расчете мощности фазовых флуктуаций за счет тепловых шумов предполагается, что вклад мощности тепловых шумов оказывает равное влияние на изменение СПМ амплитудного шума и СПМ фазового шума [16, 17]. Спектральная плотность мощности фазовых флуктуаций за счет фликкер-шума является величиной, не зависящей от амплитуды и частоты, и определяется технологией изготовления активных элементов усилителя. Частота среза для фликкер-шума [Гц] (частота сопряжения или частота излома частотной характеристики) определяется выражением:

$$f_c = \frac{b_{-1}}{FkT} P, \quad (4)$$

Для упрощения расчета и графического построения зависимости относительной СПМ ФШ относительно частоты, удобнее рассматривать формулу (4) в логарифмическом представлении:

$$f_c = 10 \lg(b_{-1}) - NF - 10 \lg(kT) + P.$$

На практике частоту сопряжения возможно определить на основе анализа графических зависимостей, приведенных к входу усилителя спектральной плотности электродвижущей силы (ЭДС) шума и спектральной плотности шумового тока.

В качестве примера, на рис. 1, приведен наглядный графический расчет частоты среза (угловой частоты) для операционного усилителя ADA4622-2 [16].

Исходя из формул (1), (2) и (4) можно выразить относительную СПМ ФШ, для удобства последующего расчета — в логарифмическом представлении (f имеет размерность дБГц, $L_{\varphi}(f)$, [дБ/Гц]):

$$L_{\varphi}(f) = \begin{cases} \frac{b_{-1}}{f} - 3 \text{дБ}, & \text{где } f \in [0, f_c], \\ b_0(f) - \text{дБ}, & \text{где } f \in [f_c, \infty], \end{cases} \quad (5)$$

На основании выражений (3), (4) и (5), с учетом исходных значений мощности входного сигнала P и параметров усилителя (коэффициент шума NF и плотность мощности фликкер-шума b_{-1}), — возможно построение «маски» фазовых шумов, вносимых усилителем. Из представленных выражений следует, что при равных параметрах усилителя более низкий фазовый шум в области отстроек, больших частоты среза фликкер-шумов, может быть обеспечен увеличением мощности входного сигнала.

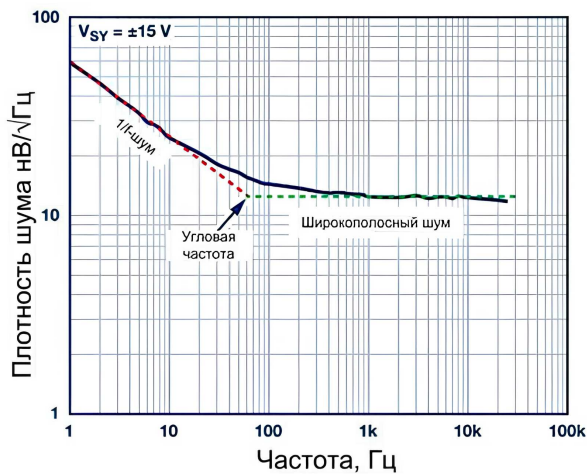


Рис. 1. Плотность шума напряжения операционного усилителя ADA4622-2

2. ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В результате предварительного расчета коэффициента шума маломощного усилителя с учетом выбранного коэффициента усиления и номиналов сопротивления резисторов, указанных на рис. 2, в среде MATLAB был выполнен расчет, результаты которого приведены в табл. 2, 3.

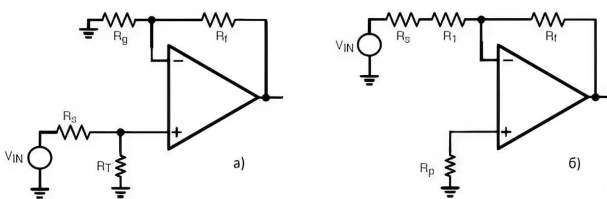


Рис. 2. Варианты включения ОУ: а – неинвертирующее, б – инвертирующее

Принятые для расчета значения сопротивлений представлены в табл. 2.

Значения коэффициентов шума усилителей при разных способах включения, представлены в табл. 3. Вычисления проводились с помощью математического пакета MATLAB.

Код программы для расчета представлен на рис. 3.

По результатам анализа значений, приведенных в табл. 3, наилучшее значение коэффициента шума (10.6621 дБ) при неинвертирующей схеме включения можно получить, используя усилитель LMH6629SD. Для сохранения низкого уровня фазовых шумов предлагается использовать быстродействующие операционные усилители LMH6629SD/NOPB со сверхнизким уровнем шума фирмы Texas Instruments. Диапазон рабочих температур выбранных маломощных усилите-

Таблица 2. Значения сопротивлений в обвязке усилителя

Обозначение элемента	Сопротивление, Ом
R_f , сопротивление резистора обратной связи	200
R_s , сопротивление генератора (выходное)	50
R_t , сопротивление нагрузки	50
R_q , сопротивление резистора обратной связи (на землю)	200
R_p , согласующее сопротивление на землю (перед торцевым резистором ОУ)	100

лей составляет от минус 40°C до плюс 125°C, а их температура хранения находится в диапазоне от минус 65°C до плюс 150°C [18].

Так же было проведено сравнение усилителей LMH6629SD и отечественного аналога, 1432УД11У в табл. 4:

Как видно из табл. 4, хоть 1432УД11У обладает большей полосой пропускания и лучшим температурным диапазоном, его коэффициент шума превышает коэффициент шума LMH6629SD более чем в два раза. Более подробный анализ 1432УД11У приведен следующих разделах [19].

3. УСТРОЙСТВО С ТРЕМЯ ВЫХОДАМИ

3.1. Разработка схемы преобразователя

Структурная схема разрабатываемого преобразователя сигнала представлена на рис. 4. На входе устройства ставится «маломощный усилитель 0», который используется для буферной развязки выхода КГ и последующих выходов. Маломощные усилители 1, 2 и 3 служат для буферной развязки трех выходных синусоидальных сигналов и обеспечения их усиления.

Моделирование проводилось в программной среде NI Multisim. Все, кроме буферного, операционные усилители подключены по неинвертирующей схеме включения, так как в этом случае обеспечиваются минимальные входные шумы. Усилитель LMH6629 подключен по стандартной для операционных усилителей схеме, представленной на рис. 2а.

Принципиальная схема устройства будет выглядеть, как представлено на рис. 5:

Цепи питания ОУ, а также компоненты, предназначенные для подавления шумов питающего напряжения тоже изображены на рисунке. В дальнейшем мы опустим их вид для упрощения схем устройства.

Таблица 3. Значения коэффициентов шума для разных усилителей

Вид включения	Значение коэффициента шума, дБ						
	LMH6629	LMH6739	LT6200	AD8099ARD	LMH6624	THS4509	LMH6702
Неинвертирующее включение	10.7	16.2	11.3	11.4	11.3	14.3	16.2
Инвертирующее включение	12.8	18.9	13.6	13.6	13.5	16.8	19.1

```

BolzConst = 1.38e-23; % Постоянная Больцмана
Temperature = 273 + (27); % "Нормальная" температура
ii = 2.6e-12; % Плотность входного тока шума по И-входу
in = 2.6e-12; % Плотность входного тока шума по НИ-входу
ei = 0.69e-9; % Плотность ЭДС шума
Rf = 200; % Сопротивление резистора обратной связи
Rs = 50; % Сопротивление генератора (выходное)
Rt = 50; % Сопротивление нагрузки
Rg = 200; % Сопротивление резистора обр. связи (на землю)
Rm = 100; % Согласующее сопротивление на землю (перед торцевым резистором OУ)
% ===== Неинвертирующее включение =====
NIInputNoise = 4*BolzConst*Temperature*Rs*(Rt/(Rs+Rt))^2; % Входной шум (от генератора)
% ----- Шумы, вносимые усилителем -----
NIVoltNoise = ei*ei; % Мощность ЭДС шума
NICurrNINoise = in*in*(Rs*Rt/(Rs+Rt))^2; % Мощность шума входного тока по НИ-входу
NICurrINoise = ii*ii*(Rf*Rg/(Rf+Rg))^2; % Мощность шума входного тока по И-входу
NITermNoise = 4*BolzConst*Temperature*Rt*(Rs/(Rs+Rt))^2; % Мощность шума нагрузки, приведенная ко входу
NIGndResNoise = 4*BolzConst*Temperature*Rg*(Rf/(Rf+Rg))^2; % Мощность шума резистора ОС (на землю), приведенная ко входу
NIFBResNoise = 4*BolzConst*Temperature*Rf*(Rg/(Rf+Rg))^2; % Мощность шума резистора ОС, приведенная ко входу
NITotalAmpNoise = NIVoltNoise + NICurrNINoise + NICurrINoise + NIGndResNoise + NIFBResNoise; % Общий шум усилителя
NINoiseFactor = 10*log10(1 + NITotalAmpNoise/NIInputNoise); % Коэффициент шума [дБ]
% ===== Инвертирующее включение =====
IInputNoise = 4*BolzConst*Temperature*Rs*(Rm*Rg/(Rs*(Rm+Rg)+Rm*Rg))^2; % Входной шум (от генератора)
% ----- Шумы, вносимые усилителем -----
IVoltNoise = ei*ei*(Rg/Rf + Rg/(Rg+(Rs*Rm/(Rs+Rm))))^2; % Мощность ЭДС шума
ICurrNINoise = in*in*(Rt*Rg/Rf + (Rt*Rg/(Rg+(Rs*Rm/(Rs+Rm))))))^2; % Мощность шума входного тока по НИ-входу
ICurrINoise = ii*ii*Rg*Rg; % Мощность шума входного тока по И-входу
ITermNoise = 4*BolzConst*Temperature*Rt*(Rg/Rf + (Rg/(Rg+(Rs*Rm/(Rs+Rm))))))^2; % Мощность шума нагрузки, приведенная ко входу
IGndResNoise = 4*BolzConst*Temperature*Rg*(Rg/(Rg+(Rs*Rm/(Rs+Rm))))^2; % Мощность шума резистора ОС (на землю), приведенная ко входу
IFBResNoise = 4*BolzConst*Temperature*(Rg/Rf)^2;
IMResNoise = 4*BolzConst*Temperature*Rm*(Rs*Rg/(Rm*(Rs+Rg)+Rs*Rg))^2; % Мощность шума согласующего терминатора
ITotalAmpNoise = IVoltNoise + ICurrNINoise + ICurrINoise + IGndResNoise + IGndResNoise + IFBResNoise + IMResNoise; % Общий шум усилителя
INoiseFactor = 10*log10(1 + ITotalAmpNoise/IInputNoise); % Коэффициент шума [дБ]
    
```

Рис. 3. Программный код в среде MATLAB для расчета коэффициентов шума ОУ

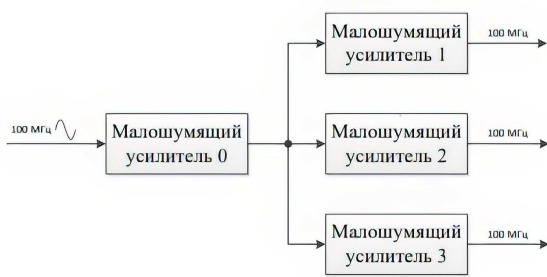


Рис. 4. Структурная схема устройства с тремя выходами

Подключение усилителей происходит согласно схемам, рекомендуемым производителем. Выбор конкретных моделей усилителей будет дополнен позднее.

С помощью осциллографов измеряются напряжения в пяти точках: с выхода генератора, с выхода буферного усилителя, с выхода усилителя LMH6629SD, с выхода усилителя LMH6739 с коэффициентом усиления 2, с выхода усилителя LMH6739 с коэффициентом усиления 1. Осциллограммы сигналов представлены на

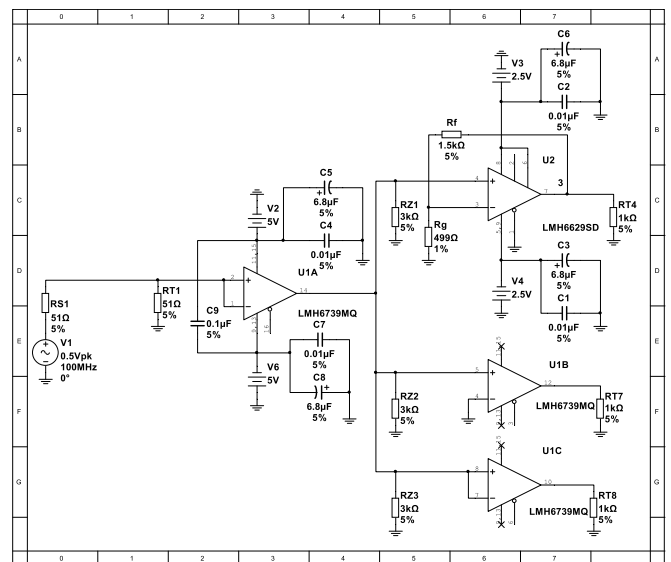


Рис. 5. Принципиальная схема устройства с тремя выходами

рис. 6:

Таблица 4. Сравнение характеристик усилителей LMH6629SD и 1432УД11У

Наименование параметра	Значение параметра	
	Наименование устройства	Аналог из перечня ЭКБ
	LMH6629SD	1432УД11У
Спектральная плотность шумового напряжения, нВ/√Гц	0.69	3
Нормированный входной ток шума, пА/√Гц	2.6	12
Коэффициент шума при температуре 300 К, дБ	8.0389	17.0464
Ширина полосы пропускания, МГц	900	1060
Рабочий диапазон температур, °С	-40...+125	-60...+125
Корпус: тип; размеры, мм	WSON 3x3x0.8	HO2.8-1B 6.5x6.5x3

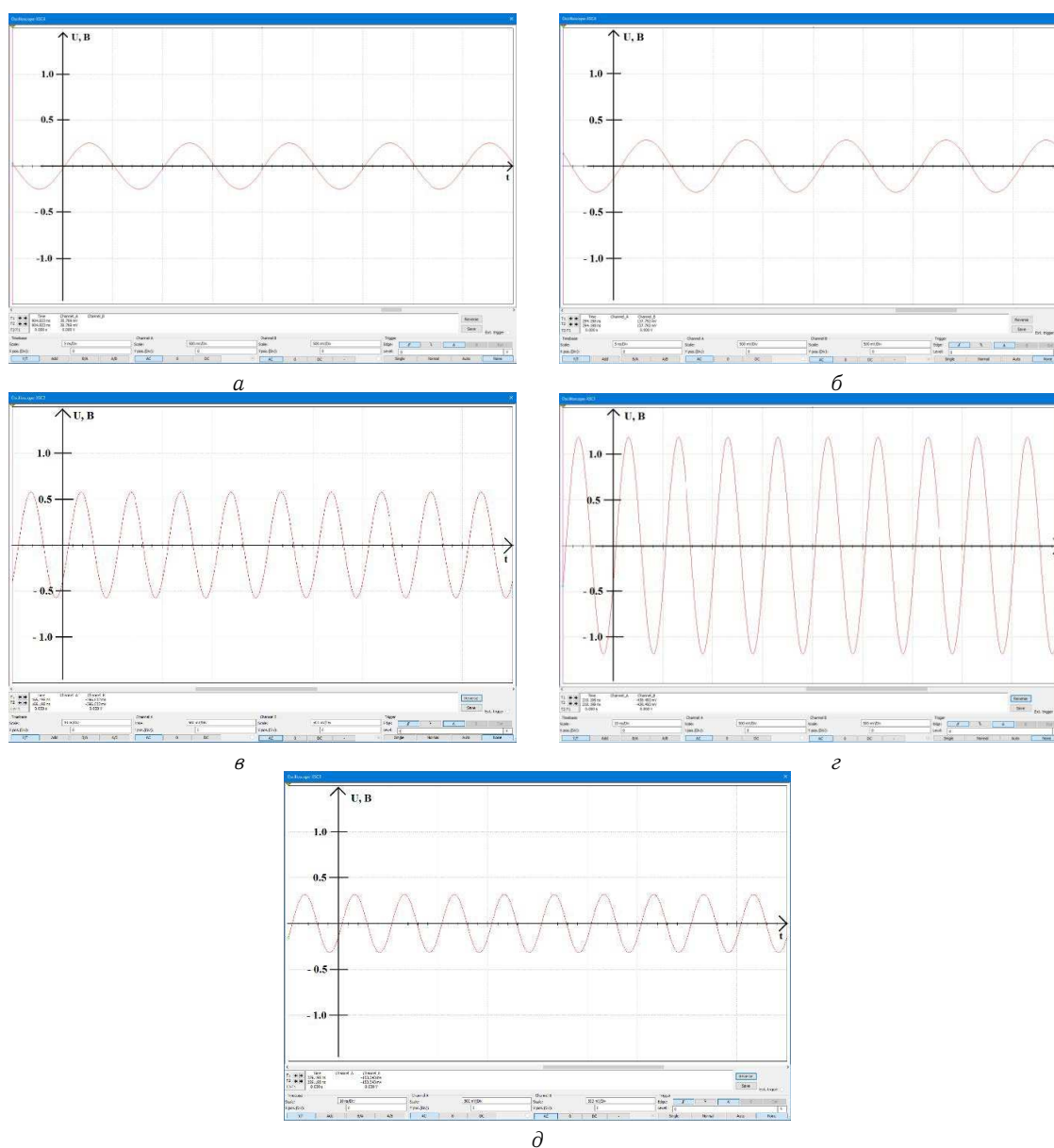


Рис. 6. Осциллограммы сигналов: *а* — на выходе генератора, *б* — на выходе буферного усилителя, *в* — на выходе LMH6629, *г* — на выходе усилителя LMH6739 с коэффициентом усиления 2, *д* — на выходе усилителя LMH6739 с коэффициентом усиления 1

Как видно из рис. 6 б, д, амплитуды сигналов превышают ожидаемые. Это связано с особенностью частотной характеристики усилителя LMH6739.

3.2. Моделирование спектральной плотности фазовых шумов в MATLAB

При моделировании используются значения коэффициентов шума усилителей LMH6629SD и 1432УД11У, полученные ранее. В соответствии с формулой (4), для расчета и построения спектральной плотности мощности фазового шума необходимо вычислить спектральные плотности мощности фазовых флуктуаций, вносимых тепловым шумом b_0 и фликкер-шумом b_{-1} . Параметр b_0 вычисляется по формуле (3). Для расчета b_{-1} требуется определить частоту среза — частоту, при которой происходит смена влияния белого шума и фликкер-шума. Эта частота определяется графически, как пересечение аппроксимаций линейных участков графиков зависимостей входных шумов тока и напряжения от отстройки частоты, как уже было показано на рис. 1 в первом разделе. Для конкретных усилителей они представлены в их технической документации [18–22].

После определения частоты среза и вычисления параметра b_{-1} производится сложение шумовых составляющих генератора и усилителей. Графики СПМ ФШ сигнала с выхода генератора, сигнала с выхода LMH6629SD, сигнала с выхода 1432УД11У представлены на рис. 7.

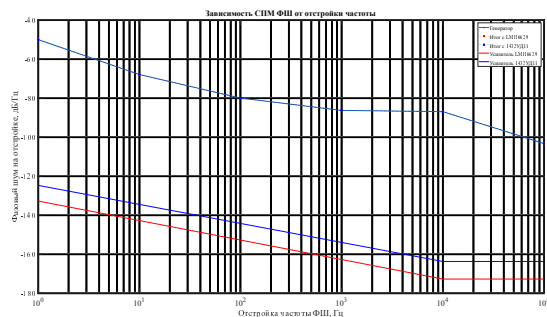


Рис. 7. Расчет СПМ ФШ сигналов

Можно сделать вывод, что усилитель LMH6629 обладает наилучшими шумовыми характеристиками на всех отстройках.

3.3 Практический анализ шумовых характеристик ОУ

При проектировании схемы использовались два входных и два выходных разъема R125 680 000 RADIALL с маркировкой XS1 для подачи входного сигнала 100 МГц и маркировкой XS2 для получения

выходного сигнала, используемого для дальнейшей обработки, для усилителя LMH6629SD, и маркировкой XS5 и XS3 — для ОУ AD8099ARD. Для преобразования из постоянного двухполярного напряжения величиной 12 В в постоянное двухполярное напряжение 5 В и 2.5 В для питания усилителей AD8099ARD и LMH6629SD используются DC-DC преобразователи LT1963AET и LT3015ET, соответственно. Для лучшей стабилизации напряжения в цепи питания установлены фильтры NFM21PC104R1E3 под маркировками Z1, Z2, Z3, Z4. Также, в цепи питания присутствуют конденсаторы, номиналом 1 мкФ, 1 нФ и 100 пФ, установленные с целью дополнительного сглаживания напряжения питания. Номиналы конденсаторов выбраны в соответствии с рекомендациями, изложенными в документации на преобразователи напряжения и фильтры питания [21, 22]. Усилитель LMH6629SD имеет несколько режимов работы, переключение между которыми происходит путем установления на портах PD и COMP определенного напряжения. Для переключения между этими режимами в цепь был добавлен ключ SWD4-4, имеющий маркировку SA1. Усилитель AD8099ARD имеет порт DISABLE, который разрешает или запрещает работу устройства [23]. Его управление происходит аналогично управлению портами PD и COMP ОУ LMH6629SD. Для этих целей также используется ключ SA1. Таким образом, ключ SA1.1 регулирует включение порта PD, ключ SA1.2 регулирует включение порта COMP, а ключ SA1.3 регулирует включение порта DISABLE. В Приложении Б приведена электрическая схема макетной платы. ОУ LMH6629SD имеет маркировку DA1, а ОУ AD8099ARD — DA2. Изготовленная плата изображена на рис. 8.

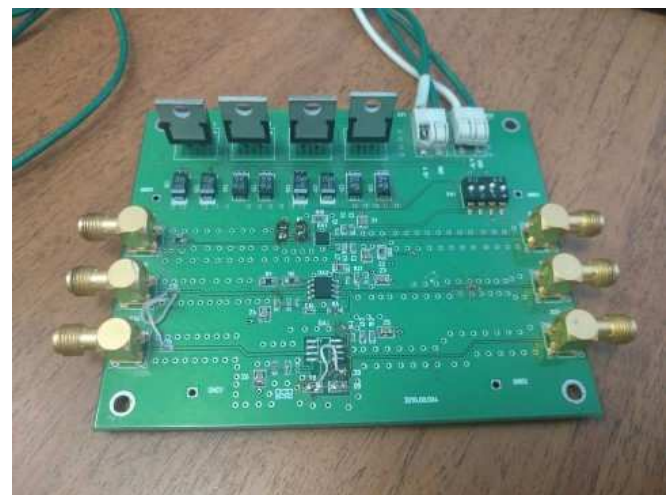
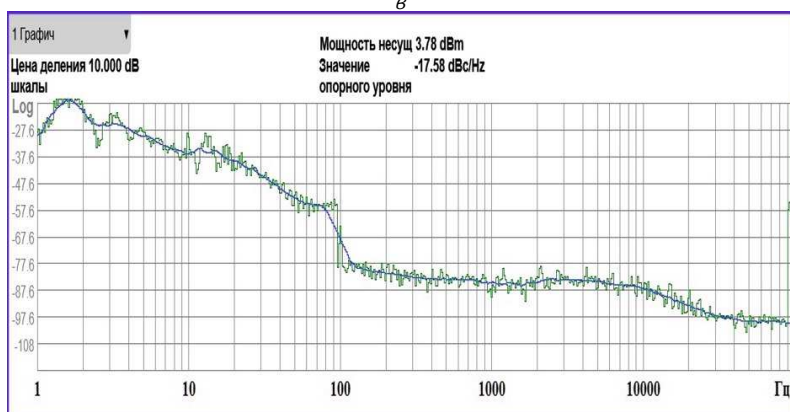
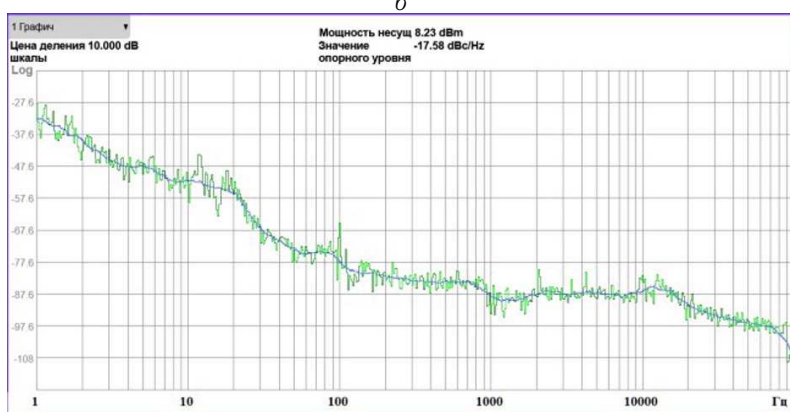
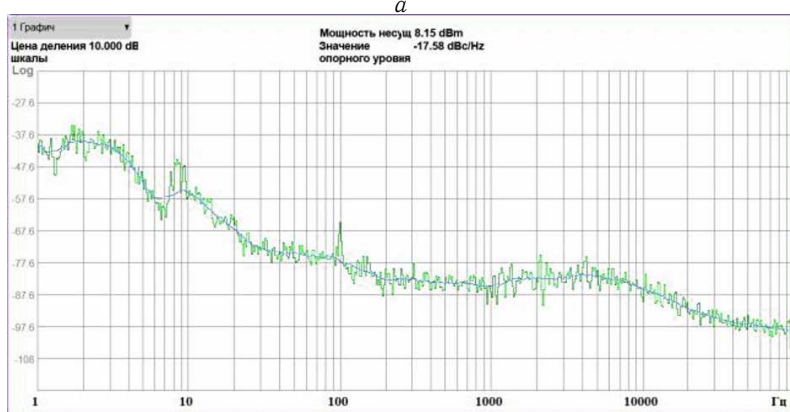
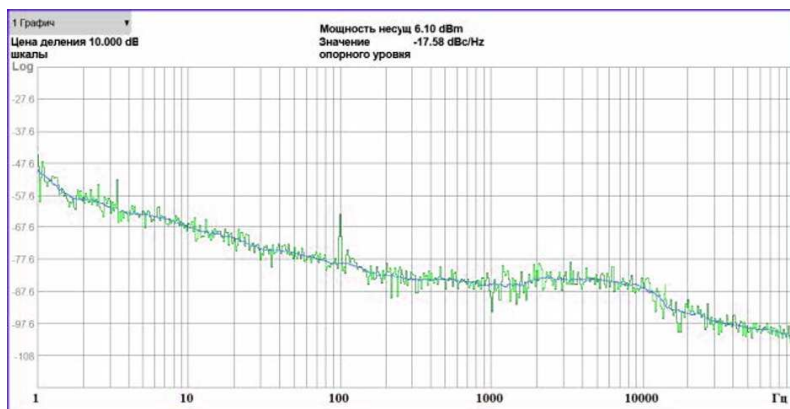


Рис. 8. Фотография печатной платы

В качестве источника сигнала частотой 100 МГц используется генератор сигналов N9310A компании Agilent. СПМ ФШ сигнала, генерируемого этим устройством, представлена на рис. 9а. На рис. 9б



2

Рис. 9. СПМ ФШ сигналов

Таблица 5. Сравнение СПМ ФШ сигнала

СПМ ФШ, дБ/Гц	Отстройка частоты					
	1 Гц	10 Гц	100 Гц	1 кГц	10 кГц	100 кГц
Генератор N9310A	-49.36	-67.51	-79.02	-85.45	-86.57	-102.44
ОУ 1432УД11У	-49.36	-67.51	-79.02	-85.45	-86.57	-102.44
ОУ LMH6629 (модель)	-49.36	-67.51	-79.02	-85.45	-86.57	-102.44
ОУ LMH6629 (макет)	-41.30	-55.55	-77.14	-84.91	-85.90	-99.79
ОУ AD8099ARD (модель)	-49.36	-67.51	-79.02	-85.45	-86.57	-102.44
ОУ AD8099ARD (макет)	-32.69	-51.88	-77.52	-88.20	-86.63	-107.89

представлена СПМ ФШ уже с подключенным к нему усилителем LMH6629SD, а на рис. 9в — с усилителем AD8099ARD, а также рис. 9г, где LMH6629SD подключен с коэффициентом усиления 1. В качестве анализатора спектра и анализатора СПМ ФШ использовался сигнальный анализатор N9030В компании KEYSIGHT.

Как видно из рис. 9б, уровень боковых составляющих увеличился. Это означает, что форма выходного сигнала исказится, однако на СПМ ФШ это искажение сильного влияния не окажет. Также, подключение LMH6629SD привело к небольшому искажению СПМ ФШ сигнала, особенно в области малых отстроек.

При сравнении рис. 9б и 9г можно увидеть, что при нештатном включении ОУ LMH6629SD происходит значительное ухудшение шумовых характеристик сигнала. Поэтому, использование данного усилителя в качестве буфера не представляется возможным.

Как видно из рис. 9в, разница между уровнями основной и первой боковой гармоники увеличилась с 33.06 дБ до 39.21 дБ. В случае меньшей разности между уровнями основной и боковых гармоник — возможны искажения формы сигнала. Подключение AD8099ARD привело к значительному искажению СПМ ФШ сигнала: как в области малых отстроек, так и в области больших отстроек.

В табл. 5 приведено сравнение промоделированных и полученных значений СПМ ФШ для различных усилителей при подключении генератора N9310A.

Как видно из таблицы, минимальна СПМ ФШ только при использовании LMH6629SD, однако в качестве буфера, а также усилителей с коэффициентами усиления 1 необходимо использовать усилитель LMH6739, который рассчитан на работу с коэффициентами усиления 1 и 2. Модификация MQ означает, что в его корпусе установлено сразу 4 усилителя LMH6739, что поможет реализовать схему с большим количеством выходов. Так же, в качестве альтернатив, были выбраны AD8099ARD и, конечно, Отечественный ОУ 1432УД11У, который имеет наибольшую полосу пропускания из всех исследованных усилителей. Можно заметить, что в таблице при всех отстройках мощность шума макетных моделей меньше таковой у генератора. Это различие, в среднем, приблизительно меньше 1 дБ,

что приемлемо, однако так же повлияло разное время проведения эксперимента.

4. МОДИФИКАЦИЯ СХЕМЫ

Количество выходов схемы было решено увеличить до 12. Причем разные амплитуды разделенных сигналов должны быть сохранены. Тогда преобразователь был разделен на три блока с соответствующими усилителями, то есть получилось, что каждая часть из четырех выходов отвечает за свой коэффициент усиления.

Первоначально планировалось объединить все ОУ под один общий буфер, так же, как и в схеме с тремя выходами, однако симуляция в программном пакете NI Multisim показала, что при таком подходе во всей цепи возникают сильные искажения, которые изображены на рис. 10, как и сама схема при таком подходе.

Цепи питания и его фильтрации одинаковы для каждого операционного усилителя конкретной модели, поэтому на схеме (рис. 11) они приведены только у буферного LMH6739MQ и одного из LMH6629SD.

Из осциллограмм видно, что в цепи возникают посторонние гармоники. Было замечено, что при повышении частоты входного сигнала, они исчезают. Оказалось, LMH6629SD помимо своих прекрасных шумовых характеристик и быстродействием также обладает огромными, по сравнению со своими аналогами, паразитными емкостями [18].

Принято решение менять структуру схемы. Чтобы избежать множественного параллельного включения усилителей LMH6629SD, необходимо к каждой такой ветви добавить собственный буферный усилитель, а уже их соединить параллельно, поскольку входные емкости усилителя LMH6739MQ небольшие.

Поскольку в качестве усилителей с коэффициентами 1 и 2 используется один и тот же LMH6739MQ с маленькими паразитными емкостями, к каждому из четырех буферных ОУ подключим два таких и один LMH6629SD. Таким образом была получена другая схема устройства, адекватность которой была подтверждена в NI Multisim. Изобразим ее на рис. 12.

Структурная схема такого подхода изображена на рис. 13.

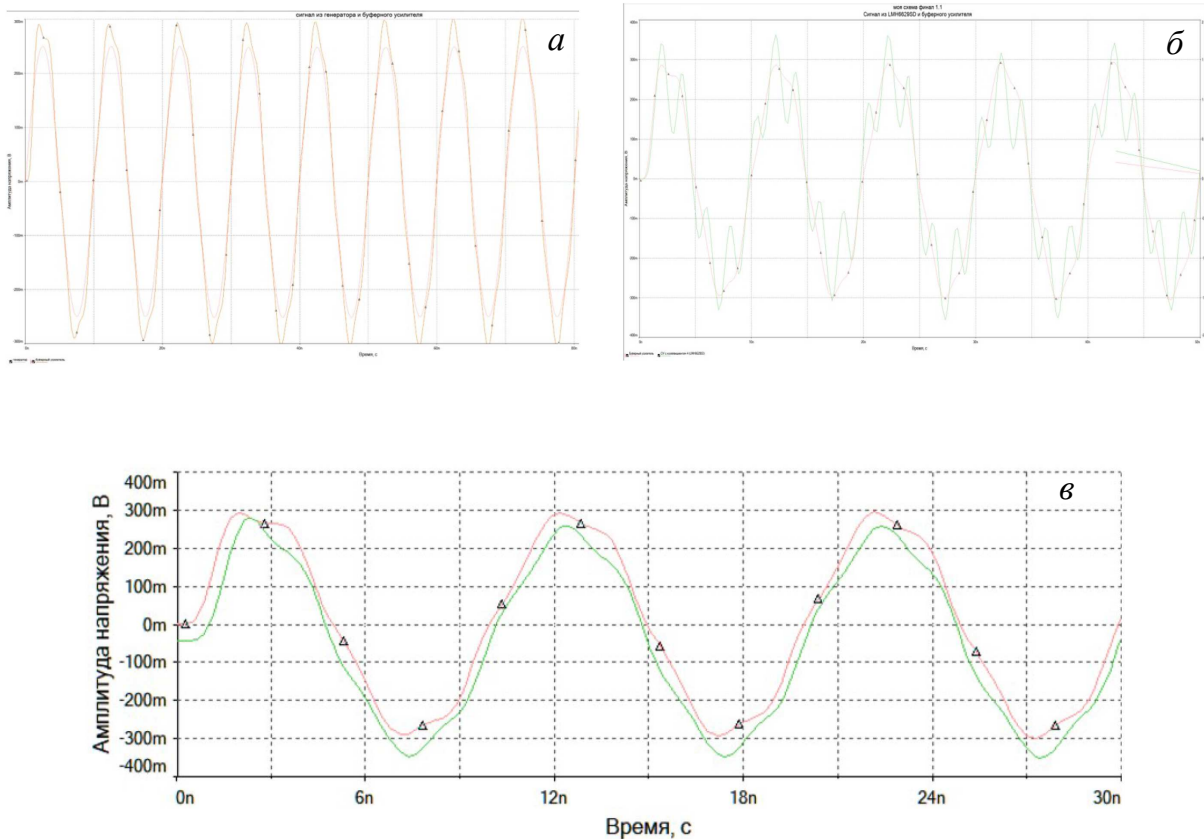


Рис. 10. а — осциллограммы напряжений на выходе генератора, (красный), и буферного ОУ, (оранжевый), б — на выходе буферного ОУ и LMH6629SD с коэффициентом усиления 4, (зеленый), в — на выходе буферного ОУ и LMH6739MQ с коэффициентом усиления 1, (зеленый)

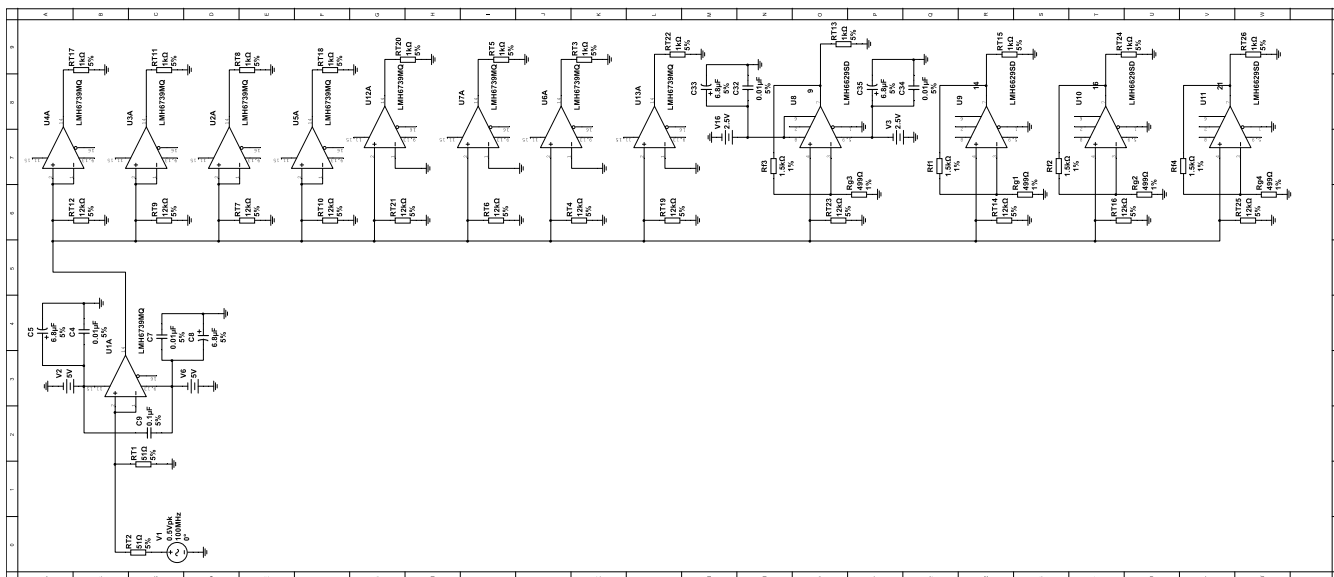


Рис. 11. Принципиальная схема генератора

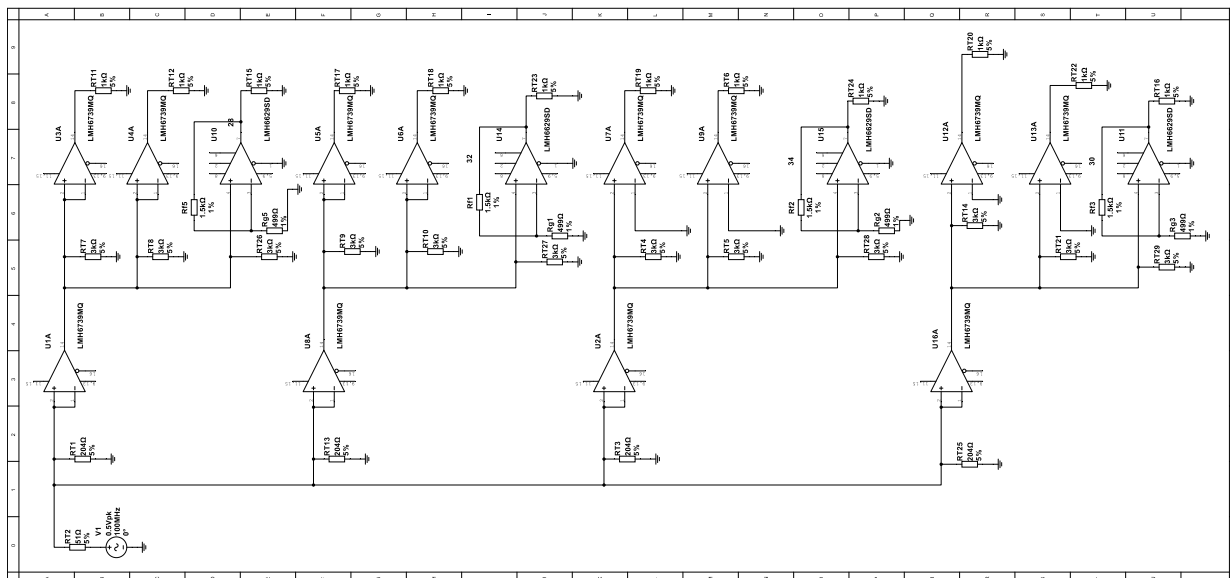


Рис. 12. Принципиальная схема разделителя с двенадцатью выходами после решения проблемы с искажениями

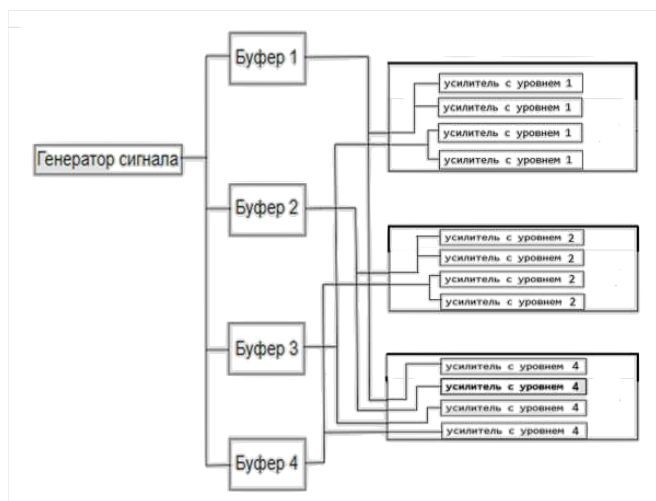


Рис. 13. Структурная схема новой электрической цепи устройства

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ полученных результатов подтверждает возможность использования операционных усилителей в качестве элементной базы для устройства, кото-

рое бы разрешило проблемы мобильных систем связи в случае необходимости предоставления нескольких одинаковых синфазных сигналов с низким уровнем шумов разным потребителям.

По результатам исследований шумовых характеристик различных маломощных операционных усилителей разработано устройство для формирования из одного сигнала нескольких с соответствующими характеристиками. Установлено, что по СПМ ФШ, лучшим для разработанного преобразователя является усилитель LMN6629SD. С учетом импортозамещения при необходимости его можно заменить отечественным аналогом, 1432УД11У.

Результаты моделирования в NI Multisim схемы с тремя выходами, а также измерения на изготовленной печатной плате преобразователя подтвердили обоснованность нашего решения. Амплитуды выходных сигналов превышают необходимые менее, чем на 10%, что допустимо. Выходные сигналы все синфазны. Эти результаты позволили модифицировать конструкцию преобразователя до 12 каналов, конструкция которой была оптимизирована с учетом больших паразитных емкостей усилителя LMN6629SD. В дальнейшем планируется доработка данного преобразователя для серийного производства. Проведенные исследования показали, что дальнейшее увеличение числа выходных каналов нецелесообразно.

[1] *Shavshin A.V.* // IEEE VIII International Conference on Information Technology and Nanotechnology. **21991987**. 56 (2022).
 [2] *Davydov R.V., Antonov V.I., Moroz A.V.* // Proc. of the 2018 IEEE International Conference on Electrical

Engineering and Photonics, EExPolytech 2018 (Saint-Petersburg). **8564378**. 236 (2018).
 [3] *Kolmogorov O.V., Shchipunov A.N., Prokhorov D.V.* et al. // Measurement Techniques. **60**. 901 (2017).
 [4] *Картошкин В.А.* // Оптика и спектроскопия. **125**, № 1.

- 14 (2018).
- [5] *Isupova E.V., Shavshin A.V.* // Proceedings of the 2024 Conference of Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, ElCon 2024. 41 (2024).
- [6] *Pakhomov A.A.* // Journal of Communications Technology and Electronics. **52**. 1114 (2007).
- [7] *Petrov A.A., Davydov V.V.* // Journal of Communications Technology and Electronics. **62**. 289 (2017).
- [8] *Zaichenko K., Afanasenko A., Kordyukova A.* // IEEE Xplore. Proceedings of 2022 International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech). 83 (2022).
- [9] *Yinli W., Yaonan Y., Xueyong W., Fumio N.* // Advanced Materials Technologies. **7**. 2200318. (2022).
- [10] *Savin D.D., Davydov V.V.* // St. Petersburg State Polytechnical University Journal: Physics and Mathematics. **15**. N 3.2. 161 (2022).
- [11] *Lukashev N.A., Petrov A.A., Grebenikova N.M., Valov A.P.* // Proceedings of 18th International conference of Laser Optics ICLO-2018 (Saint-Petersburg). **8435889** 271 (2018).
- [12] *Nazarov L.E., Golovkin I.V.* // Journal of Communications Technology and Electronics. **52**. 1125 (2017).
- [13] *Wang D., Davydov V.* // Proceedings of the 2023 International Conference on Electrical Engineering and Photonics, EExPolytech 2023. 355 (2023).
- [14] *Груша А.В., Крутов А.В., Ребров А.С.* // Электроника и микроэлектроника. **1**. 58 (2019).
- [15] IEEE Std 1139-1999: IEEE Standard Definitions of Physical Quantities for Fundamental Frequency and Time Metrology Random Instabilities. 1999.
- [16] *Кили Р.* 1/f-шум: понимание и методы борьбы.
- [17] *Tomlin T.* Analysis and Modelling of Jitter and Phase Noise in Electronic Systems: Phase Noise in RF Amplifiers and Jitter in Timing Recovery Circuits. The University of Western Australia School of Electrical, Electronic, and Computer Engineering Crawley. P. 1–201. (2004).
- [18] LMH6629 Ultra-Low Noise, High-Speed Operational Amplifier with Shutdown. Texas Instrument, 2014.
- [19] *Boudot R., Rubiola E.* // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. **59**, N 12. 2613 (2012).
- [20] LT1963A Series 1.5F, Low Noise, Fast transient Responses LDO Regulators. 2005.
- [21] LT3015 Series 1.5A, Low Noise, Negative Linear Regulator with Precision Current Limit. 2011.
- [22] AD8099 Ultra-Low Noise, High-Speed High Speed 0.95 nV/vHz Voltage Noise Op Amp. Analog Devices 2004.
- [23] *Реле Ф.* Стандарты частоты. Принципы и приложения. 2009. P. 512.

A 100 MHZ signal conversion device with low phase noise

V.V. Davydov^{1,a}, A.A. Popov^{1,b}, D.D. Savin^{1,c}, V.V. Naumova^{2,d}

¹*Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, Institute of Electronics and Telecommunications, Higher School of Applied Physics and Space Technologies*

St. Petersburg, 195251, Russia

²*D.I. Mendeleev Institute for Metrology*

St. Petersburg, 195005, Russia

E-mail: ^adavydov_vadim66@mail.ru, ^balexander_popov_work@mail.ru, ^csavin_danila00@mail.ru, ^dvika_025898@mail.ru

The main disadvantages of high-stability UHF generators and difficulties of using such equipment on satellites and other mobile objects are revealed. A device for converting a highly stable signal into several coherent ones is proposed. The choice of low-noise operational amplifiers (OA) as an element base for the converter is proved. Theoretical study of noise coefficients and phase noise power spectrum densities of imported and domestic low-noise operational amplifiers is done with the use of MATLAB environment. The circuit diagram of the device based on selected models of OA, which was later modified by increasing the number of output signals is designed. The necessity to revise the general structure of the circuit considering the parasitic capacitances of the OA is declared. Its adequacy was checked with using the program package NI Multisim. The printed circuit board for direct laboratory studies of the phase noise power spectrum density of device is built.

PACS: 06.20.fb.

Keywords: phase noise, signal converter, UHF, hydrogen standard, low noise amplifier, current noise, voltage noise.

Received 09 June 2024.

Сведения об авторах

1. Попов Александр Александрович — студент 2 курса бакалавриата; e-mail: alexander_popov_work@mail.ru.
2. Давыдов Вадим Владимирович — доктор физ.-мат. наук, профессор; e-mail: davydov_vadim66@mail.ru.
3. Савин Данила Дмитриевич — студент 2 курса магистратуры; email: savin_danila00@mail.ru.
4. Наумова Виктория Викторовна — инженер; email: vika_025898@mail.ru.