

Брагин А.И., Храмов К.К.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: www.bragin2015@yandex.ru

Схема управления излучателем магнитного поля на основе плоской катушки для комплексного физиотерапевтического прибора

При лечении магнитным полем (магнитотерапии) на больного воздействуют постоянным, переменным, пульсирующим импульсным, а также «бегущим» или вращающимся магнитным полем. Перечисленные магнитные поля в отличие от высокочастотных не оказывают на организм больного теплового действия [1]. Затухание магнитного поля по мере удаления от его источника в биоткани имеет такой же характер, как и в свободном пространстве, и происходит пропорционально квадрату расстояния от источника.

В качестве источников магнитного поля используют постоянные магниты, создающие магнитные поля в десятки мТл, катушки с ферромагнитными сердечниками, катушки без сердечников (соленоиды или кольцевые контуры с электрическим током).

Для лечебного воздействия используют также различные виды низкочастотных магнитных полей, магнитная индукция которых не превышает 50 мТл [1, 2]. В основе механизма лечебного действия низкочастотных магнитных полей лежат те же закономерности, что и для постоянных полей. Однако главным действующим фактором является формирование в биоткани индуцированных электрических токов, плотность которых определяется скоростью изменения магнитной индукции, т. е. частотой и амплитудой магнитного поля. Эти токи могут оказывать решающее воздействие на клеточном уровне. Минимальные биологические эффекты наблюдаются при плотности индуцированного тока $1 \dots 10 \text{ мА/м}^2$. Эти токи наводятся в тканях организма при воздействии на него переменным полем с магнитной индукцией $0,5 \dots 5 \text{ мТл}$ при частоте 50 Гц или $10 \dots 100 \text{ мТл}$ при частоте 2,5 Гц [1].

Авторами [3] были обоснованы подходы к практической реализации мобильного прибора для комплексной физиотерапии, который предназначен для воздействия на лобные и височно-теменные области головы магнитными полями и слабыми электрическими токами. В работе [4] были получены графические зависимости магнитной индукции B и индуктивности L плоской однослойной катушки от силы тока I , числа витков n и ее геометрических размеров, а также приведены результаты расчета параметров такой катушки для ее применения в составе прибора для комплексной физиотерапии.

На основании проведенных расчетов была разработана схема управления излучателем магнитного поля на основе плоской однослойной катушки индуктивности (рис. 1,а). Схема представляет собой транзисторный каскад на полевом транзисторе VT, включенном по схеме с общим истоком. Сопроотивления R_1 и R_2 образуют делитель входного импульсного напряжения G и обеспечивают необходимый режим работы транзистора. Диод VD служит для защиты транзистора от импульсов ЭДС самоиндукции. Сопроотивление R_s ограничивает ток I , протекающий через индуктивность и транзистор, и является датчиком тока.

Схема управления была реализована в виде макетного образца (рис. 1,б) и исследована. На рис.

2 приведены осциллограммы импульсного напряжения U_s , создаваемого на сопротивление $R_s = 0,22 \text{ Ом}$. Импульсы имеют амплитуду $U_{sm} = 1,6 \text{ В}$. Это позволяет найти амплитуду импульсов тока, протекающего через индуктивность $I_m = U_{sm} / R_s = 7,27 \text{ А}$.

Из выражения [5]

$$B = \frac{\mu_0 I_m n}{2(b-a)} \ln \frac{b}{a},$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$ – магнитная постоянная; a и b – внутренний и внешний радиусы катушки; n – число ее витков, найдем значение полной магнитной индукции в центре катушки

$$B = 3,87 \text{ мТл}.$$

Полученное значение магнитной индукции соответствует теоретическим расчетам, приведенным в [4] для выбранных геометрических параметров катушки.

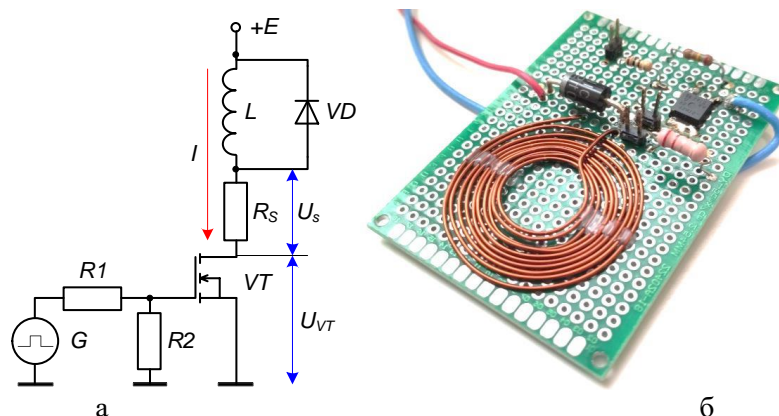


Рис. 1. Схема управления излучателем на основе плоской катушки (а) и практическая реализация схемы управления (б)

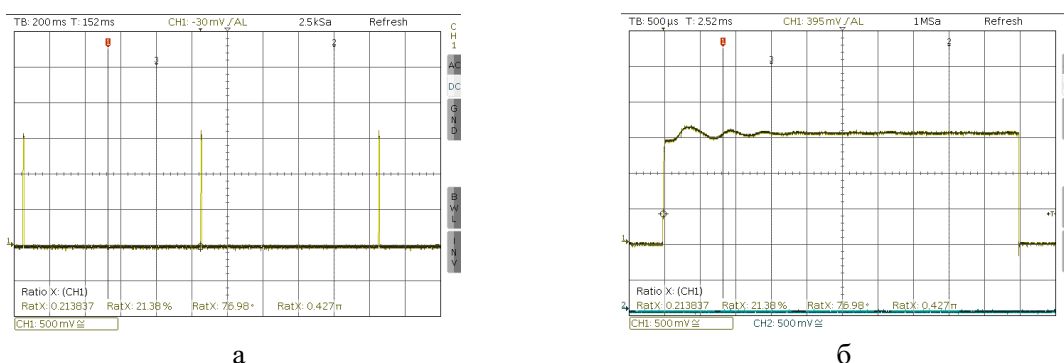


Рис. 2. Импульсное напряжение на сопротивлении R_s (а) и форма отдельного импульса (б)

В докладе проводится анализ результатов экспериментального исследования схемы управления и требований, предъявляемых к элементам и конструкции индуктора. Рассматриваются варианты построения мобильного прибора, реализующего режим «бегущего» импульсного магнитного поля.

Литература

1. Практическая физиотерапия: Руководство для врачей / А.А. Ушаков. – 3-е изд., испр. и доп. – М.: ООО «Издательство «Медицинское информационное агентство». 2013. – 688 с.
2. Системы комплексной электромагнитотерапии: Учебное пособие для вузов / Под ред. А.М. Беркутова, В.И. Жулева, Г.А. Кураева, Е.М. Прошина. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2000 г. – 376 с.: ил.
3. Брагин А.И., Храмов К.К. Разработка и обоснование подходов к практической реализации прибора для комплексной физиотерапии // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. XIV Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Всероссийской научной конференции. Муром, 4 февр. 2022 г. – Муром: МИ ВлГУ, 2022. – 414 с.: ил. – [Электронный ресурс]: 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – С.196-197.
4. Брагин А.И. Выбор и расчет параметров катушек индуктивности для комплексного физиотерапевтического прибора // Научный потенциал молодежи – будущее России. XIV Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Всероссийской межвузовской научной конференции. Муром, 29 апреля 2022 г. – Муром: МИ ВлГУ, 2022. – 975 с.: ил. – [Электронный ресурс]: 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – С.409-410.
5. Иродов И.Е. Электромагнетизм. Основные законы / И.Е. Иродов. – 7-е изд. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2009. – 319 с.: ил. – (Технический университет. Общая физика). ISBN 978-5-9963-0064-8

Глотов Д.А., Жиганов С.Н.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
e-mail: s_zh_72@mail.ru

Построение цифровой системы интерполяции на основе структуры Хогенауэра

Одной из центральных задач, которые решаются в системах цифровой обработки сигналов является разработка систем, обеспечивающих увеличение частоты дискретизации в целое число раз. При этом, как правило, на разработчика подобных систем накладываются дополнительные сложности связанные с реализуемостью системы – уменьшению вычислительной сложности, экономии устройств памяти, уменьшению аппаратной емкости разрабатываемой системы. Для реализации этих дополнительных ограничений были предложены различные подходы к построению систем интерполяции, одна из них - это структура Хогенауэра.

Фильтр-интерполятор на основе аналитической структуры Хогенауэра представлена на рисунке 1.1.

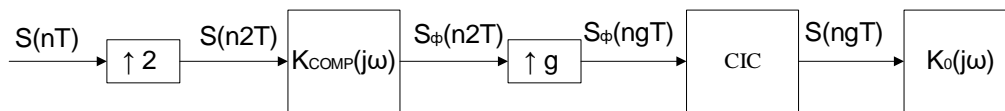


Рисунок 1.1 – Фильтр-интерполятор: каскадное соединение корректирующего FIR-фильтра и CIC-фильтра

Отсчеты входного сигнала поступают на экспандер частоты дискретизации, который увеличивает частоту дискретизации сигнала в два раза путем добавления нулей между каждыми отсчетами сигнала. Далее сигнал поступает на фильтр-корректор, задача которого усилить амплитуду частотных составляющих сигнала, находящихся ближе к частоте среза фильтра.

После фильтра корректора отсчеты сигнала поступают на CIC фильтр, где происходит его фильтрация и увеличение частоты дискретизации в g раз. CIC фильтр первого порядка содержит интегратор и гребенчатый фильтр, но уровень первого бокового лепестка составляет всего лишь –13 дБ, что недопустимо много. Для увеличения подавления в полосе заграждения необходимо использовать CIC фильтры более высокого порядка, полученные каскадным включением нескольких интеграторов и гребенчатых фильтров. Пример структуры CIC фильтра приведена на рисунке 1.2.

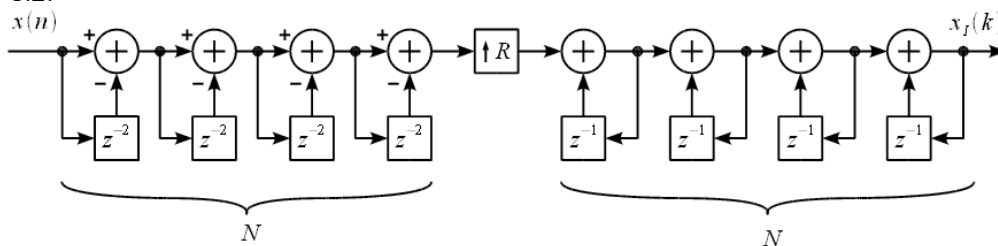


Рисунок 1.2 – Структурная схема модифицированного CIC интерполятора на R–1 отсчетов

Как видно из рисунка 1.2 в структуре фильтра используются только линии задержки и сумматоры, что существенно уменьшает вычислительные затраты на обработку. Кроме этого, к преимуществам подобной структуры можно отнести: - уменьшение вычислительных затрат при реализации на ПЛИС, так как CIC-фильтр не требует операций умножения; - линейная ФЧХ при применении корректирующего FIR-фильтра, который работает на пониженной частоте дискретизации; отмеченная структура является симметричной и может использоваться как в устройствах интерполяции, так и децимации.

К недостаткам рассмотренной структуры можно отнести - увеличение разрядности, которое может вызвать переполнение; - к корректирующему FIR-фильтру предъявляют высокие требования для реализации на ПЛИС, что существенно увеличивает его порядок.

Докторов А.Н., Якименко К.А., Сочнева Н.А., Яшина Н.А.
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
 E-mail: doctorov_a_n@mail.ru, yakimenko.kirill@yandex.ru, Nata.yashina201@yandex.ru,

Формирователь тактового сигнала цифрового вычислительного синтезатора на основе микросхемы ADCLK944

На данный момент цифровые вычислительные синтезаторы наиболее востребованы благодаря более высоким техническим характеристикам. Цифровые вычислительные синтезаторы используют в качестве формирователей стабильных частот и сигналов различных радиотехнических устройств [1-4]. Поэтому к качеству тактового сигнала ЦВС имеются особые требования. Для построения сложных систем на основе ЦВС требуются такие устройства, как ADCLK – сверхбыстрый буфер разветвления тактовых импульсов, изготовленный компанией Analog Devices [5].

В данной работе разрабатывается печатная плата формирователя ADCLK944 для формирования симметричного тактового сигнала цифрового вычислительного синтезатора. Устройство имеет дифференциальный вход, оснащенный встроенными согласующими резисторами 100 Ом. Вход может принимать сигналы логики LVPECL [6] со связью по постоянному току, CML, CMOS 3,3 В (несимметричный), и входы 1,8 В CMOS, LVDS и LVPECL со связью по переменному току. Принципиальная схема устройства показана на рис. 1.

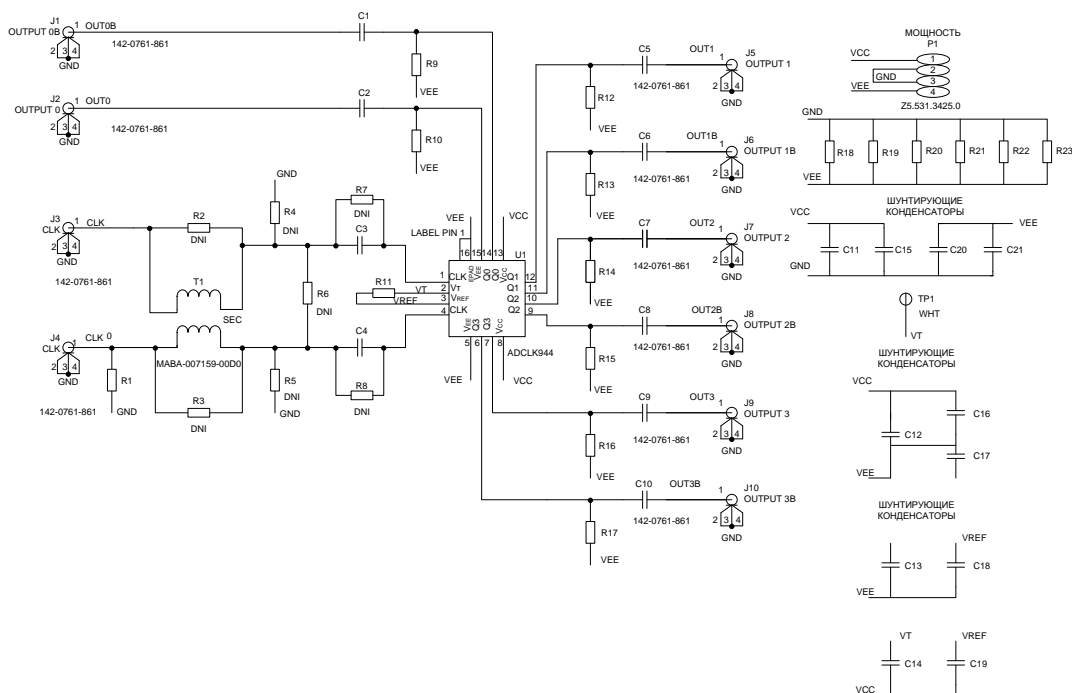


Рис. 1 Принципиальная схема формирователя тактовых сигналов на ADCLK944

Формирователь данного типа способен преобразовать несимметричный синусоидальный опорный сигнал в симметричный тактовый сигнал, представляющий собой противофазные периодические последовательности прямоугольных импульсов. Такой тип тактовых сигналов достаточно часто используется в экспериментальных измерениях характеристик и параметров цифровых вычислительных синтезаторов, работающих на методе прямого цифрового синтеза. Входной тактовый сигнал преобразуется и распределяется на четыре выхода, являющиеся также симметричными. ADCLK944 специально разработан для минимизации дополнительного случайного джиттера в широком диапазоне скоростей нарастания входного сигнала.. Выходы

LVPECL ADCLK944 предназначены для прямой передачи 800 мВ в кабель с сопротивлением 50 Ом или в микрополосковые/полосковые линии передачи с сопротивлением 50 Ом относительно напряжения VCC – 2 В. Выходы предназначены для наилучшего согласования с линией передачи.

В данной работе на основе полученных с помощью спектроанализатора RIGOL DSA1030A экспериментальных данных о выходном сигнале в частотной области с помощью обратного быстрого преобразования Фурье была рассчитана форма сигнала во временной области. Результаты расчетов показаны на рис.2.

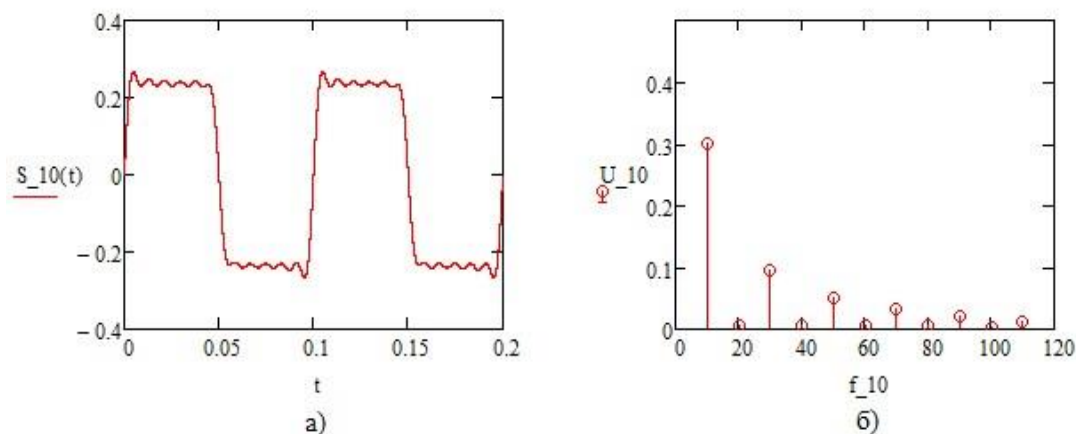


Рис. 2 - Осциллограмма выходного сигнала во временной области (а) и спектр сигнала (б) на частоте 10 МГц

Таким образом, изготовленный формирователь тактового сигнала на основе микросхемы ADCLK944 полностью работоспособен, что подтверждается экспериментальными измерениями.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-79-00149, <https://rscf.ru/project/22-79-00149/>

Литература

1. Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. “The Use of Images of DDS Fundamental Frequency for High-Frequency Signals Formation,” 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014, pp. 310-311.
2. Kroupa, V.F. Direct Digital Frequency Synthesizers. / V.F. Kroupa – 1998. – John Wiley & Sons, Ltd. – 396 с.
3. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Yakimenko K.A. “The Use of Images of DDS in the Hybrid Frequency Synthesizers,” 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014, pp. 302-303.
4. Храмов К.К., Ромашов В.В. Сравнительный анализ режимов работы быстродействующих ЦАП // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2018, № 4. С.44-54.
5. High Speed DAC [Электронный ресурс]: сайт компании Analog Devices, Inc., 2022. URL: <https://www.analog.com/ru/products/ad9164.html> (дата обращения: 30.12.2022).
6. LVPECL [Электронный ресурс]: сайт компании MICROCHIP, Inc., 2022 <https://www.microchip.com/content/dam/mchp/documents/OTH/ProductDocuments/SupportingCollateral/DifferentialClock.pdf> html (дата обращения: 30.12.2022).

Жиганова Е.А.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: zhiganova.el@gmail.com

Автокомпенсация интермодуляционных колебаний в асимметричном квадратурном усилителе мощности

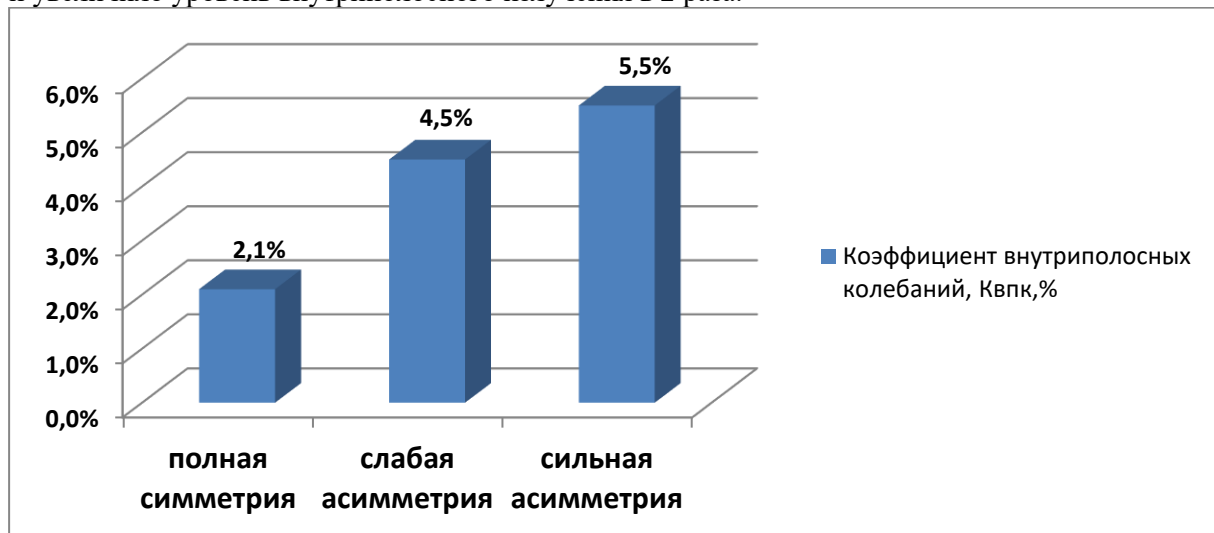
Для снижения влияния асимметрии плеч схемы и подавления или уменьшения уровней разностных порядков интермодуляционных колебаний ИМК в [1-3] предлагается использовать автокомпенсационные методы. В устройствах автокомпенсации, использующих квадратурное сложение сигналов, возможно одновременное и раздельное управление фазой и амплитудой сигнала, а, следовательно, и одновременно независимая компенсация амплитудных и фазовых искажений в усилителях.

В этой работе была исследована степень автокомпенсации интермодуляционных колебаний ИМК при полной симметрии и асимметрии плеч в квадратурном усилителе мощности.

Для оценки влияния асимметрии плеч на степень уменьшения ИМК применили разные усилительные элементы в плечах схемы, а именно, в первом плече был использован КТ 920Б, а во втором плече – КТ 648А и КТ 982А. Крутизна проходной характеристики (ПХ) КТ 648А в 2 раза меньше крутизны проходной характеристики КТ 920Б, а крутизна ПХ КТ 982А в 3 раза меньше крутизны проходной характеристики КТ 920Б. Другими словами, в первом случае имеем слабую асимметрию, а во втором – более сильную асимметрию.

В результате математического моделирования были получены спектры выходных сигналов КУМ гармонического сигнала с автокомпенсацией при воздействии помехового гармонического сигнала на нелинейные элементы и рассчитаны коэффициенты внутриполосных колебаний $K_{ВПК}$.

Для схемы КУМ с автокомпенсацией ИМК с полной симметрией плеч $K_{ВПК}$ составил 2.1 %, а при слабой асимметрии $K_{ВПК}=4,5\%$ показал, что при изменении крутизны проходной характеристики в 2 раза в одном из плеч КУМ привело к снижению качества работы автокомпенсатора и увеличило уровень внутриполосного излучения в 2 раза.



При сильной асимметрии коэффициент внутриполосных колебаний составил $K_{ВПК}=5,5\%$. Таким образом, увеличение асимметрии плеч, за счет увеличения отношения крутизн проходных характеристик элементов в 3 раза, привело к незначительному увеличению интермодуляционного излучения в полосе частот основного сигнала, а, именно, на 1 %.

Такой результат доказывает эффективность работы автокомпенсатора по уменьшению уровня внутриполосного излучения, вне зависимости от причины его вызвавшей.

Результаты проведенного математического моделирования графически представлены на диаграмме.

Литература

1. Жиганова Е.А., Ромашов В.В. Нелинейное уравнение квадратурного усилителя мощности с автокомпенсацией интермодуляционных колебаний / Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвузовский сборник научных трудов / Под ред. В.В. Ромашова. – Гидрометеиздат, С.-Петербург, 2002. – С.189-194.
2. Жиганова Е.А. Разработка и исследование методов анализа и автоматической компенсации интермодуляционных колебаний в усилителях мощности ЧМ сигналов: Дис. ... канд. техн. наук. - Владимир, 2003. – 158 с.
3. Жиганова Е.А. Влияние частоты среза ФНЧ на степень уменьшения интермодуляционных колебаний / Материалы международной конференции «Инновации в обществе, технике и культуре» - часть 3 – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2008. – С. 14-16.

Кулигин М.Н.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых» 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23

Расчёт преобразователя уровня аналогового сигнала для АЦП

Постановка задачи

В микроконтроллерной системе измерения есть встроенный АЦП, позволяющий измерять однополярный сигнал в диапазоне от 0 до +5В. Требуется разработать для данного АЦП схему нормирования (согласующее устройство) измеряемого аналогового сигнала, изменяющегося в диапазоне от -10В до +10В.

Расчёт схемы нормирования

Структурная схема согласующего устройства приводится на рис. 1. Схема нормирования должно сформировать напряжение 5В на входе АЦП, когда с датчика на вход схемы поступает максимальное входное напряжение 10В, и 0В на входе АЦП при входном напряжении с датчика в -10В. Чтобы выполнить такое преобразование, входной сигнал должен быть умножен на масштабирующий коэффициент, и, кроме того, должно быть создано напряжение смещения. В данной схеме нормирования операцию масштабирования выполняет блок К, и его выходной сигнал суммируется с сигналом смещения В.

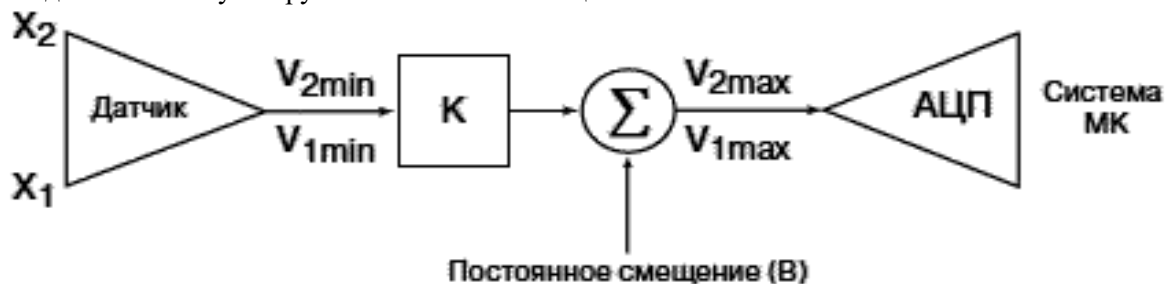


Рис. 1. К расчету схемы нормирования.

Для решения поставленной задачи составим два уравнения с двумя неизвестными, чтобы описать работу схемы преобразователя уровней напряжения $\pm 10\text{В}$ в уровни $(0-5)\text{В}$:

$$V_{2\max} = V_{2\min} * K + B$$

$$V_{1\max} = V_{1\min} * K + B$$

Нетрудно установить, что $V_{1\min} = -10\text{В}$, а $V_{2\min} = +10\text{В}$, в то время как $V_{1\max} = 0\text{В}$ и $V_{2\max} = 5\text{В}$. Подставим эти значения в нашу систему уравнений:

$$5 = 10 * K + B \quad 5 = 10 * 0.25 + 2.5 \quad 5 = 5$$

$$0 = (-10) * K + B \quad 0 = (-10) * 0.25 + 2.5 \quad 0 = 0$$

В результате решения системы получим масштабный множитель $K = 0.25$, и напряжение смещения $B = 2.5\text{В}$. Далее реализуем схему преобразователя уровня на ОУ с коэффициентом передачи 0.25, и добавим напряжение смещения в 2.5 В.

На рис. 2 показана схема преобразователя уровня, реализованная на прецизионном ОУ OP183 фирмы Analog Devices. Напряжение смещения формируется с помощью делителя на резисторах R2 и R3 из прецизионного опорного напряжения V_{ref} (номиналы резисторов зависят от напряжения V_{ref}). Напряжение смещения на выходе ОУ определяется исходя из выражения:

$$U_{\text{см}} = U_{\text{д}} + [U_{\text{д}} \times K], \text{ где } K - \text{коэффициент передачи усилителя } (K=R4/R1=0.25).$$

Номиналы резисторов делителя напряжения необходимо подобрать как можно точнее, чтобы получить напряжение смещения на выходе ОУ близкое к половине опорного напряжения или половине входного диапазона АЦП. Зная, что максимальное входное напряжение ($\pm 10\text{В}$) преобразуется в $\pm 2.5\text{В}$ то, с учетом смещения и допуска резисторов получается, что напряжение на выходе ОУ будет изменяться в диапазоне $0,0602...2,4398\text{В}$, т.е. находится в пределах $0...V_{\text{ref}}$. Из чего следует, что при любом значении входного сигнала в указанном диапазоне $\pm 10\text{В}$ на входе АЦП никогда не будет переполнения.

Получившаяся статическая ошибка преобразования в $\pm 0,0602\text{В}$ элементарно компенсируется программно вводом калибровочного поправочного коэффициента $K_{\text{попр}}$, на который умножается каждое полученное цифровое значение входного напряжения.

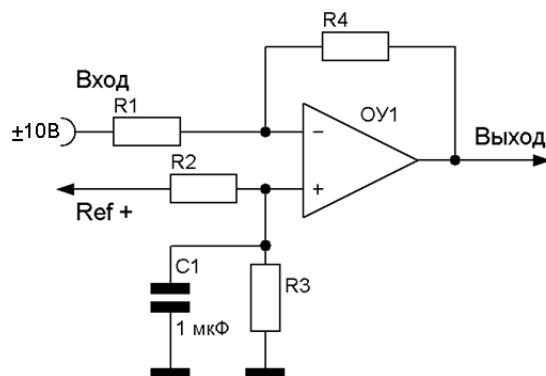


Рис. 2 – Схема нормирования на операционном усилителе.

При проведении измерений результаты измерения после преобразования входного аналогового сигнала в цифровой код, необходимо преобразовать - выполнить пересчет полученного кода оцифровки, чтобы получить фактически измеренное входное напряжение. Эта операция выполняется с помощью программного обеспечения микроконтроллера.

Курилова-Харчук С.М., Суржик Д.И., Ермакова А.Ю.
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
 E-mail: kh@mivlgu.ru

Динамические режимы трактов формирователя опорных сигналов

Опорные сигналы в радиотехнических устройствах и системах различного назначения позволяют синхронизировать во времени работу отдельных составляющих блоков, а так же сформировать высокостабильные выходные сигналы с малым уровнем нежелательных составляющих их выходного спектра.

В работе исследуются тракты трехуровневого формирователя опорных сигналов. Формирователь включает в себя тракт генерации на основе кварцевого автогенератора, тракт согласования и тракт усиления.

Динамические характеристики рассматриваются при воздействии на тракты устройства периодическим импульсным сигналом типа «меандр». В качестве источника тестового сигнала используется генератор стандартных сигналов.

В частности, на рис. 1 представлены осциллограммы входного (а) и выходного (б) сигналов тракта согласования при частоте повторения импульсов $f = 100$ Гц.

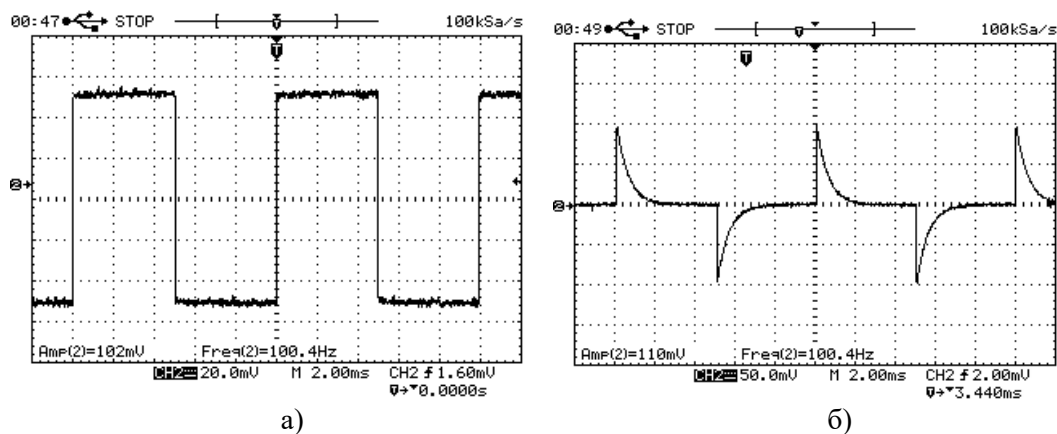


Рис. 1

Осциллограммы входного (а) и выходного (б) сигналов при частоте повторения $f = 100$ кГц представлены на рис. 2. На данной частоте искажения плоской вершины и фронтов импульса малы.

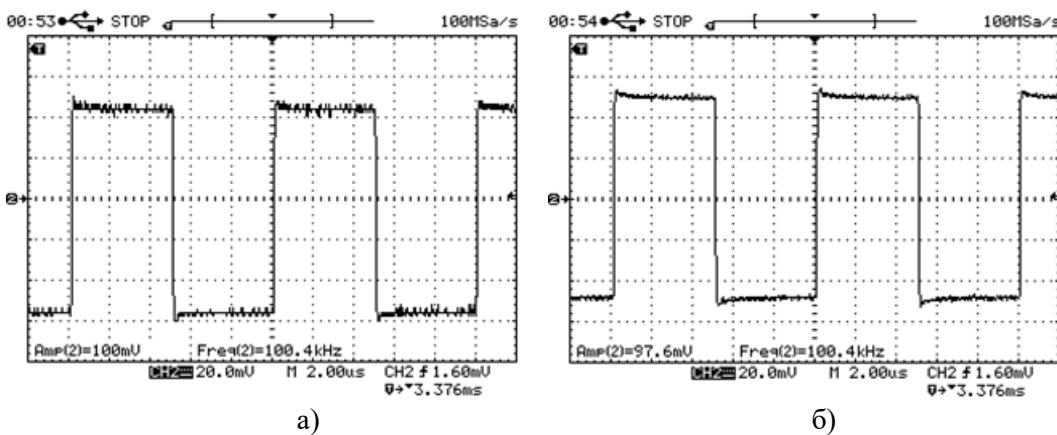


Рис. 2

При увеличении частоты повторения до 2 МГц, осциллограммы входного (а) и выходного (б), сигналов принимают вид - рис. 3. Во входном сигнале тракта согласования наблюдаются искажения переднего и заднего фронтов. Аналогичные искажения присутствуют и в выходном сигнале тракта.

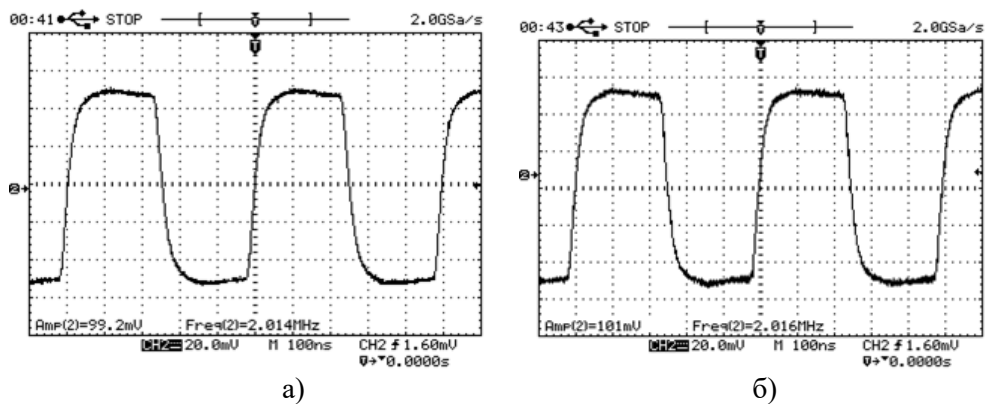


Рис. 3

Исследование динамических режимов осуществлено и для тракта усиления.

Проводится анализ причин появления динамических искажений сигналов в трактах устройства и их влияния на динамические искажения выходного сигнала формирователя в целом.

Рассмотрены основные методы коррекции динамических искажений и определены требования к параметрам трактов, составляющих формирователь опорных сигналов.

Данная работа подготовлена при поддержке стипендии Президента Российской Федерации СП-4829.2021.3.

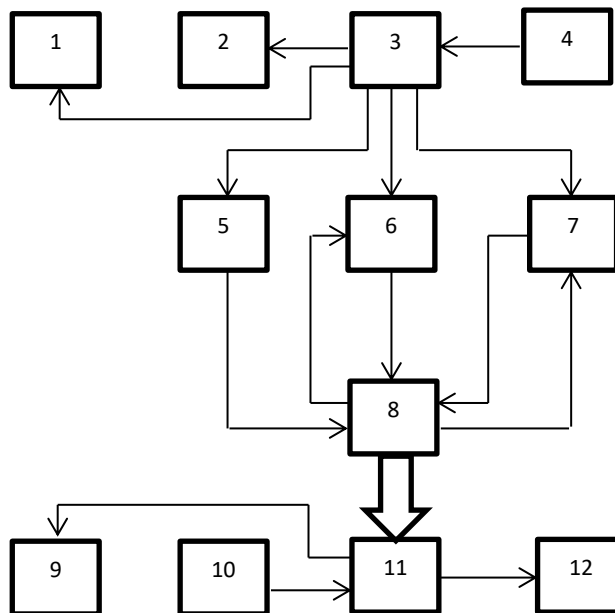
Курилова-Харчук С.М., Суржик Д.И., Ермакова А.Ю.
Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: kh@mivlgu.ru

Исследовательский стенд формирователя сигналов опорного тракта

Формирователи высокостабильных сигналов находят широкое применение при построении опорных трактов различных радиотехнических устройств и систем специального назначения: радиоприёмных и радиопередающих устройств; систем радиолокации и радионавигации; измерительных устройств и комплексов и т.п.

Разработанный стенд позволяет осуществлять исследование влияния, как внешнего температурного воздействия, так и внутренних параметров трактов, составляющих формирователь сигналов.

На рис. 1 представлена схема электрическая структурная стенда формирователя сигналов опорного тракта. На схеме приняты следующие обозначения: 1 – тракт измерения температуры; 2 – нагреватель; 3 – коммутатор источника питания; 4 – источник питания стенда; 5 – генерирующий тракт; 6 – буферный тракт; 7 – тракт усиления; 8 – коммутатор высокочастотных сигналов; 9 – осциллограф; 10 – генератор тестовых сигналов; 11 – высокочастотные разъёмы; 12 – милливольтметр.



В качестве тракта измерения температуры использован цифровой измеритель REXAND - 70 - 0501, блок питания - Б5-47, осциллограф - АКТАКОМ АСК-2065, генератор тестовых сигналов – ГЗ-112, милливольтметр - ВЗ-38А. Генератор формирует тестовые синусоидальные и прямоугольные сигналы. Поскольку осциллограф цифровой, он обеспечивает и измерение амплитуды высокочастотного сигнала. Поэтому, в зависимости от требуемой точности измерений данные об амплитуде сигнала могут быть получены по показаниям осциллографа и милливольтметр может не задействоваться.

В докладе приводятся полученные экспериментальные характеристики разработанного стенда.

Данная работа подготовлена при поддержке стипендии Президента Российской Федерации СП-4829.2021.3.

Курилова-Харчук С.М., Суржик Д.И., Ермакова А.Ю.
Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного
учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: kh@mivlgu.ru

Температурные режимы формирователя стабильных сигналов

Формирователи стабильных сигналов являются важной структурной составляющей большого числа номинаций современной радиоэлектронной аппаратуры [1].

Качественные показатели выходного сигнала формирователя во многом определяются устойчивостью устройства к воздействию различных дестабилизирующих факторов на, составляющие формирователь блоки.

В работе проведено исследование влияния температурного воздействия на стабильность частоты выходного сигнала устройства.

Исследуемый формирователь структурно включает последовательно соединённые генераторный каскад, каскады согласующий и усилительный.

Для обеспечения температурного воздействия используется резистивный нагреватель из трёх параллельно соединённых сопротивлений. Применение нескольких сопротивлений позволило более равномерно распределить тепловое поле по нагреваемой поверхности кварцевого резонатора.

Получены графики частотно-температурных характеристик формирователя.

В частности, на рис.1 и рис.2, соответственно представлены экспериментальные графики отклонения частоты формирователя в Герцах, для двух диапазонов температур - для диапазона $\Delta t^0 = 21,5^\circ\text{C} \dots 105^\circ\text{C}$ (рис.1) и для $\Delta t^0 = 21,5^\circ\text{C} \dots 70^\circ\text{C}$ (рис.2).

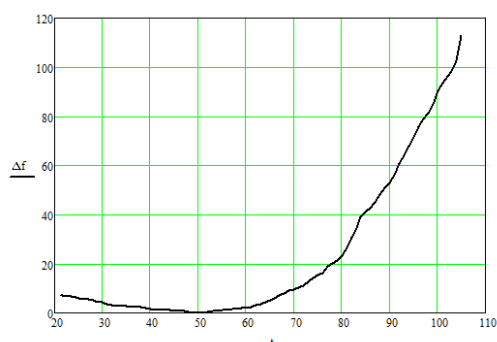


Рис.1

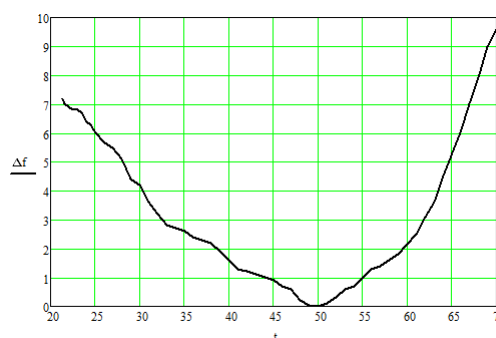


Рис.2

Анализ полученных зависимостей позволил уточнить требования к параметрам блоков, составляющих формирователь стабильных сигналов.

Данная работа подготовлена при поддержке стипендии Президента Российской Федерации СП-4829.2021.3.

Литература

1. Кочемасов В., Голубков А., Егоров Н., Черкашин А., Чугуй А. Цифровые вычислительные синтезаторы – применение в системах синтеза частот и сигналов // Электроника: наука, технология, бизнес. № 8, 2014. – С. 171-179.

Макаров А.В., Романов Д.Н.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: m-snake@rambler.ru*

Использования виртуальных лабораторных работ при освоении дисциплины «Метрология и радиоизмерения» в процессе обучения студентов радиотехнического профиля

Виртуальные симуляторы активно входят в нашу обыденную жизнь. Появление виртуальных измерительных приборов позволяет компенсировать дорогостоящее оборудование и увеличить количество используемых инструментов с малыми материальными затратами.

Виртуальный измерительный прибор - это компьютерная программа, которая, используя входные данные, воспроизводящие характеристики объекта, исследуемого на реальном измерительном приборе, генерирует выходные данные, аналогичные выходным данным реального измерительного прибора, за время, сравнимое со временем измерения на реальном приборе.

В качестве средства интегрирования виртуальной и реальной среды являются продукты компании National Instruments, позволяющие использовать реальные или виртуальные информационные сигналы, с последующей их обработкой как средствами электронно-вычислительных машин, так и реального оборудования. В составе виртуального лабораторного комплекса используется шасси PXIe-1085 (рис.1), которое имеет гибридную объединительную плату с большой пропускной способностью для высокопроизводительного тестирования и решения измерительных задач.



Рис.1 – Шасси PXIe-1085

В качестве среды программирования для проведения глубокого анализа и расчетов сформированной информации, используется графическая среда разработки LabView (рис. 2).

Цикл созданных виртуальных лабораторных работ позволяет исследовать работу:

- Генератора произвольных сигналов (NI PXIe-5442);
- Цифрового 8-канального осциллографа (NI PXIe-5105);
- Модуль цифрового ввода-вывода (NI PXIe-6537).

Дополнительно, в качестве входного анализатора информационных сигналов можно использовать вход цифрового осциллографа, для последующего анализа и разбора сигналов различных стандартов передачи: I2C, SPI, UART и другие.

Виртуальные лабораторные приборы позволяют исследовать реальные показания с датчиков исследования окружающей среды: температуры, атмосферного давления, влажности, радиации, ультрафиолетового излучения.

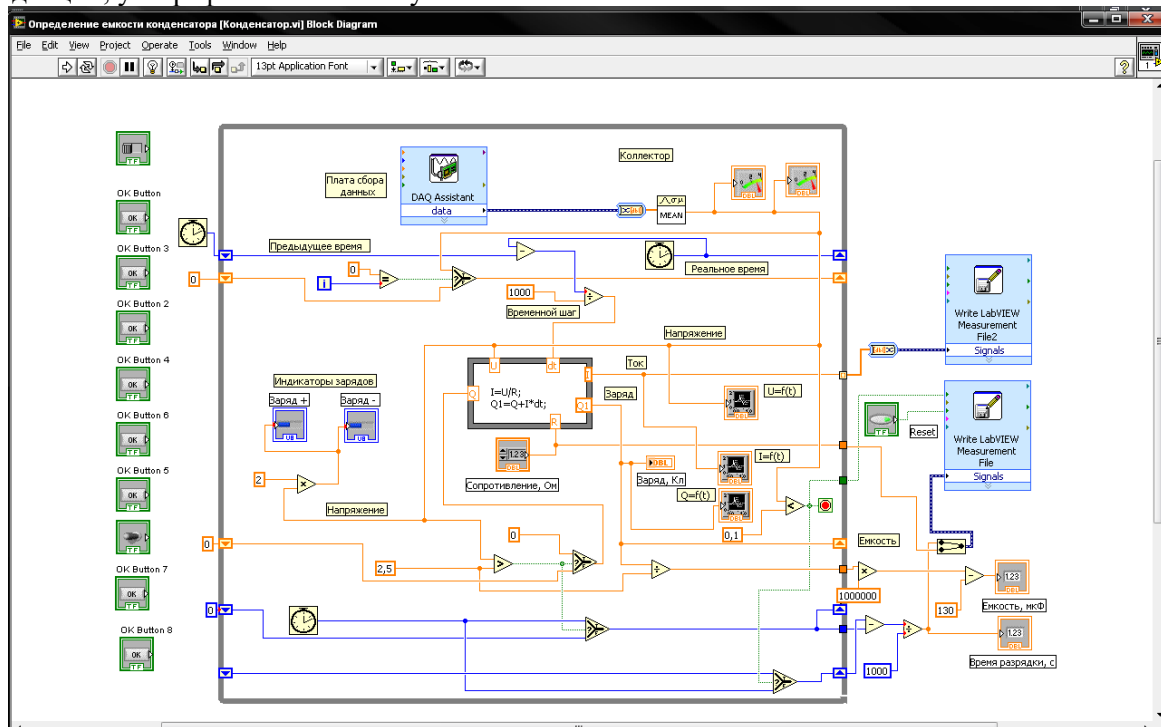


Рис. 2 – Графическая среда разработки LabVIEW

Литература

1. Волкова А.А. Виртуальные лабораторные работы в среде системы дистанционного обучения // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2006. №25 URL://<https://cyberleninka.ru/article/n/virtualnye-laboratornye-raboty-v-srede-sistemy-distantionnogo-obucheniya> (дата обращения: 13.01.2023)
2. Тревис Дж. LabVIEW для всех / М.: ДМК Пресс; Прибор Комплект, 2005. – 544 с.: ил.
3. Унучков В.Е. Изучение основ радиоэлектроники на компьютерных приборах National Instruments: учеб. пособие – Иркутск: Изд-во ИГУ, 2014. – 82 с.

Матерухин С.Е., Ромашов В.В.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: materukhin.sergey@mail.ru

Цифровой дельта-сигма модулятор для формирователей сигналов.

Неотъемлемой частью телекоммуникационных систем являются формирователи сигналов, которые формируют информационный сигнал, переносимый на несущую частоту и излучаемый в эфир. Использование дельта-сигма модуляции в схемах цифрового синтеза позволит увеличить выходную частоту сигнала за счет использования высоких зон Найквиста, а также увеличить его отношение сигнал/шум. Данная идея была обозначена в работах, V.F. Кroupa, Masafumi Kazuno и является весьма перспективной[1, 2].

Рассмотрим структурную схему цифрового дельта-сигма модулятора используемого в цифро-аналоговых преобразователях. На рисунке 1 [3, 4] представлена структурная схема модулятора с обратной связью по ошибке. На вход блока дискретной во времени передаточной функции $W(z)$ поступает сигнал ошибки с квантователя $e(n)$. В этом случае порядок модулятора зависит от вида передаточной функции $W(z)$. Выходной сигнал дельта-сигма модулятора можно представить в виде:

$$y = x + (1-W(z)) \cdot e \quad (1)$$

Примем:

$$W(z) = z^{-1} \quad (2)$$

Тогда выражение для дельта-сигма модулятора первого порядка, осуществляющего подавление шума квантования в низкой области частот принимает вид:

$$y = x + (1 - z^{-1}) \cdot e \quad (3)$$

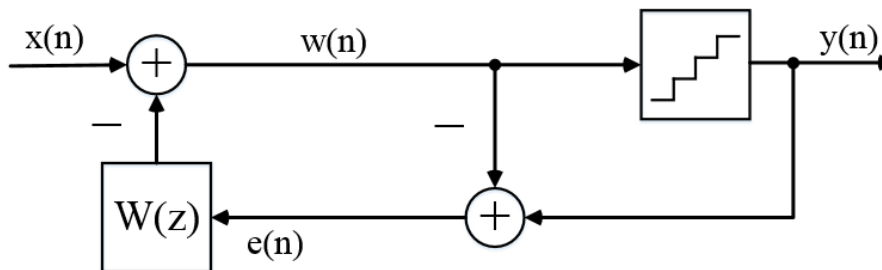


Рис. 1. Структурная схема цифрового дельта-сигма модулятора с обратной связью по ошибке квантования.

Подавление шума квантования возможна не только в области низких частот для этого достаточно просто изменить передаточную функцию $W(z)$, k -порядок модулятора. [5].

Таблица1 Передаточная функция $W(z)$ для различных областей частот

Тип модулятора	Передаточная функция $W(z)$
Низкочастотный	$1-(1-z^{-1})^k$
Полосовой	$1-(1+z^{-2})^k$
Высокочастотный	$1-(1+z^{-1})^k$

В дельта-сигма модуляторе может быть реализовано как одноразрядное там и многоразрядное квантование. Рассмотрим основные достоинства и недостатки одноразрядного квантования.

Достоинства:

- максимальная простота, используется одноразрядный ЦАП;
- в роли переключающей ячейки ЦАП может использоваться любое ключевое устройство.

Недостатки:

- невысокий порядок;
- высокий уровень шумов.

Избавиться от недостатков позволяет использование многокаскадного квантования:

- позволяет повышать порядок модулятора при этом сохраняя устойчивость;
- снижает уровень шумов;
- уменьшает требования к выходному фильтру.

Основным недостатком является увеличение разрядности и усложнение структуры ЦАП.

Таким образом, использование дельта-сигма модуляторов позволяет устранить ряд недостатков характерных цифроаналоговым преобразователям со скоростью Найквиста.

1. Позволяет снизить разрядность ЦАП с сохранением динамических характеристик. Возможно понижение разрядности до единицы и использование для формирования выходного аналогового сигнала любого ключевого устройства.

2. Введение цифрового дельта-сигма модулятора для понижения разрядности ЦАП снижает и долю аналоговых блоков в устройстве.

Литература

1. Kroupa, V.F. Direct Digital Frequency Synthesizers. / V.F. Kroupa –New York: John Wiley & Sons, Ltd, 1998. – 396 с.

2. Kazuno, Masafumi & Motoyoshi, Mizuki & Kameda, Suguru & Suematsu, Noriharu. (2018). 26 Hz-Band Direct Digital Signal Generation by a Manchester Coding 1-Bit Band-Pass Delta-Sigma Modulator using It's 7th Nyquist Zone. 1-3. 10.1109/GSMM.2018.8439555.

3. Pavan S., Schreier R., Temes G.C. Understanding Delta-Sigma Data Converters. N.Y.: IEEE, 2017.

4. de la Rosa J.M. Sigma-Delta Converters: Practical Design Guide. N.Y.: IEEE, 2018.

5. Енученко, М.С. Цифроаналоговые преобразователи на основе дельта-сигма-модуляторов / М.С. Енученко, А.С. Коротков // Радиотехника и электроника. – 2022. – Т. 67. – № 1. – С. 3-19. – DOI 10.31857/S003384942201003X. – EDN XYDMRT.

Романов Д.Н.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: radon81@mail.ru*

Упрощение коэффициентов аппроксимации для непрерывной кусочно-линейной функции с произвольным шагом аппроксимации.

Известна непрерывная кусочно-линейная функция с произвольным шагом аппроксимации [1]. Эта функция для своей реализации требует только операций сложения и умножения. Данная функция позволяет проводить аппроксимацию одной непрерывной кусочно-линейной функцией вида:

$$F(t) = \sum_{n=0}^N K_n |t - t_n|,$$

где n – номер узла аппроксимации, K_n – коэффициент аппроксимации.

В общем случае коэффициенты аппроксимации определяются следующим образом:

$$[K] = [y] \cdot [T]^{-1},$$

Где $[y]$ – вектор значений функции в узлах аппроксимации,

$$[T] = \begin{bmatrix} |t_0 - t_0| & |t_0 - t_1| & \dots & |t_0 - t_N| \\ |t_1 - t_0| & |t_1 - t_1| & \dots & |t_1 - t_N| \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ |t_N - t_0| & |t_N - t_1| & \dots & |t_N - t_N| \end{bmatrix}$$

Для примера рассмотрим пример аппроксимации функции по шести точкам. Значения функции приведены в таблице 1.

Таблица 1.

t_n	0	1	4	7	8	9
$F(t)$	0	0,5	1	0,5	0	0

Матрица T является Тетлицевой, поэтому для расчета обратной матрицы T^{-1} можно воспользоваться, в том числе известным алгоритмом Левинсона-Дарбина [2].

Вектор коэффициентов аппроксимации для этого случае имеет вид:

$$K = \begin{bmatrix} 0,25 \\ -0,167 \\ -0,167 \\ -0,167 \\ 0,25 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Такой подход к вычислению коэффициентов аппроксимации требует высоких вычислительных затрат, особенно при большом количестве узлов аппроксимации. Поэтому при аппроксимации с переменным шагом предлагается определять коэффициенты аппроксимации, опираясь на свойства линейных функций [1]. Формула для коэффициентов аппроксимации примет вид:

$$K_n = \frac{Y_{n+1} - Y_n}{2(t_{n+1} - t_n)} - \frac{Y_n - Y_{n-1}}{2(t_n - t_{n-1})}$$

Полученное выражение для нахождения коэффициентов аппроксимации непрерывной кусочно-линейной функции с переменным шагом потребует меньших вычислительных ресурсов и имеет более простой алгоритм вычислений.

Литература

1. Романов Д.Н., Горячев М.С. Непрерывная кусочно-линейная функция с дискретным шагом аппроксимации. Методы и устройства передачи и обработки информации: Научно-технический журнал. – Вып. 22. /Под ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина. – М.: МИ ВлГУ, 2020. – с.41-43
2. Солонина А.И. и др. Основы цифровой обработки сигналов. Санкт-Петербург, «БВХ-Петербург», 2005

Ромашова Л.В., Сочнева Н.А.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: romashovamur@yandex.ru, sochnewa.natalya@mail.ru

Математическая модель шумовых характеристик быстродействующего цифроаналогового преобразователя LTC2000AF

Одной из основных технических характеристик, определяющих качество устройств формирования радиосигналов, является спектральная плотность мощности (СПМ), представляющая собой отношение мощности шумов на частоте F одной боковой полосы в полосе частот 1 Гц к мощности сигнала.

В техническом описании рассматриваемого цифро-аналогового преобразователя LTC2000AF приводится лишь несколько значений уровня СПМ фазовых шумов для величин тактовой частоты 672 МГц и выходной частоты 151 МГц, что говорит о недостаточности данных для формирования математической модели спектральной плотности мощности фазовых шумов в одной боковой полосе на основании экспериментальных шумовых характеристик.

Одним из методов формирования математической модели СПМ фазовых шумов в одной боковой полосе ЦАП при недостаточности исходных данных является модель для ЦВС[1], основанная на степенных функциях вида:

$$S(F) = K_{ЦВС}^2 \left(\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + 10^{k_3} + S_{кв}, \quad (1)$$

где F - отстройка от несущей частоты, $K_{ЦАП} = f_{out} / f_T$ - коэффициент передачи ЦАП, f_{out} и f_T - выходная и тактовая частоты ЦАП, $S_{кв} = 2^{-2N-0,59} \left(\frac{f_{out}}{f_T} \right) \left(\frac{\sin(\pi K_{ЦАП})}{(\pi K_{ЦАП})} \right)^2$ - шумы

квантования, N - количество разрядов ЦАП.

Коэффициенты k_1, k_2, k_3, k_4 определяют уровень СПМ $1/F^2$ шума, $1/F$ шума, естественной шумовой составляющей входных цепей и естественной шумовой составляющей сопротивления нагрузки. С учетом методики расчета данных коэффициентов на основе экспериментальных характеристик, приведенной в [2], для исследуемого ЦАП LTC2000AF величины коэффициентов: $k_1=-9,4, k_2=-7,2, k_3=-13,7, k_4=-13,3$.

На рис. 1 приведено сравнение экспериментальных характеристик ЦАП с построенными по полученным моделям.

Спад экспериментальной характеристики в области отстроек с частотой выше 100 кГц обусловлен влиянием СПМ фазовых шумов генератора опорной частоты, использовавшегося в экспериментальных измерениях. В состав данного генератора входит система ФАПЧ с частотой среза фильтра около 100 кГц.

Погрешность моделирования спектральной плотности мощности фазовых шумов на частоте отстройки 100 Гц достигает максимального значения, равного 2 дБн/Гц. На других частотах отстройки погрешность значительно меньше.

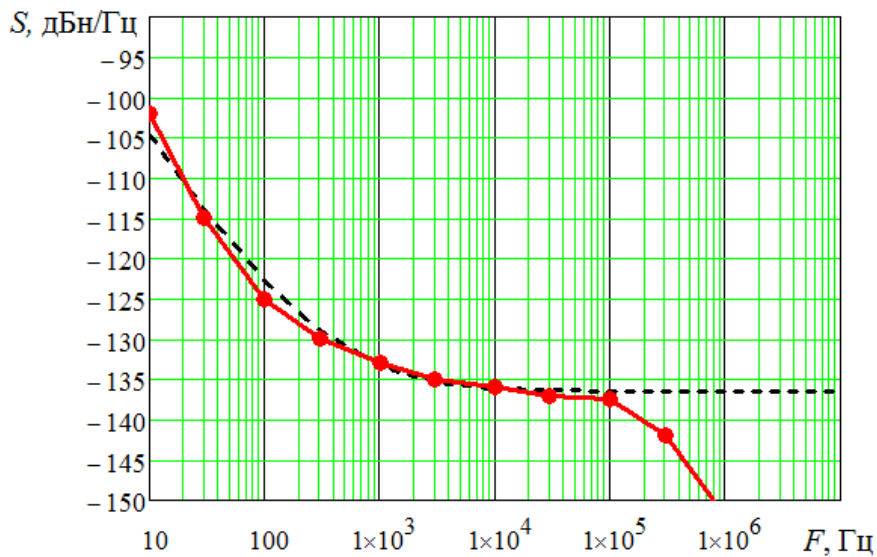


Рис. 1 – Рассчитанные и экспериментальные шумовые характеристики ЦАП LTC2000AF

Можно увидеть практически полное совпадение результатов математического моделирования со справочными данными из описания микросхемы LTC2000AF. Это говорит о применимости разработанных моделей для оценки шумовых характеристик формирователей высокочастотных сигналов без создания экспериментального образца.

Литература

1. В.В.Ромашов, Л.В.Ромашова, И.Д.Грошков, Н.А.Сочнева Математические модели шумовых характеристик цифро-аналоговых преобразователей // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2021, №2. С. 50 – 57.
2. Л.В.Ромашова, Н.А.Сочнева Обзор методов моделирования шумовых характеристик устройств формирования радиосигналов // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2021, выпуск 23. С. 55 – 61.

Смирнов М.С.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: srv777@mail.ru

Программная реализация фильтра-интерполятора для повышения частоты дискретизации радиолокационных сигналов

В последнее время все большую роль играют методы цифрового генерирования радиолокационных сигналов, в которых формирование сигнала сначала производится в форме дискретных отсчетов, а затем при помощи цифро-аналогового преобразования формируется излучаемый сигнал. При этом по-прежнему встает необходимость использования аналоговых фильтров нижних частот, подавляющим все частотные компоненты, лежащие выше частоты половины частоты дискретизации. Этот фильтр необходим, чтобы избежать наложения спектров в процессе цифро-аналогового преобразования и называется фильтром восстановления[1]. Избавиться от подобных проблем позволяет использование многоскоростной обработки сигналов.

Многоскоростная обработка применима для формирования выходного сигнала. Данные, характеризуемые пониженной частотой дискретизации, извлекаются из памяти и преобразуются в сигнал с увеличенной частотой дискретизации. Эта процедура повышения частоты дискретизации называется интерполяцией и состоит в дополнении сигнала нулевыми элементами, между каждыми двумя соседними отсчетами. В результате получаем импульсный портрет сигнала, в спектре которого содержатся полезные частоты и их периодически повторяющиеся копии. Все частотные компоненты, лежащие выше нужной частоты, подавляются цифровым низкочастотным фильтром. После перехода к непрерывному сигналу с помощью ЦАП в качестве устройства аналоговой обработки используется простая RC-цепь, на выходе которой получаем восстановленный сигнал.

Целью данной работы является разработка программного фильтра-интерполятора на основе структуры Хогенауэра для повышения частоты дискретизации формируемых сигналов.

Фильтр-интерполятор, увеличивающий частоту дискретизации в восемь раз и реализуемый в виде каскадного соединения СИС-фильтра (фильтр Хогенауэра) и корректирующего FIR-фильтра, можно представить структурной схемой представленной на рис. 1.

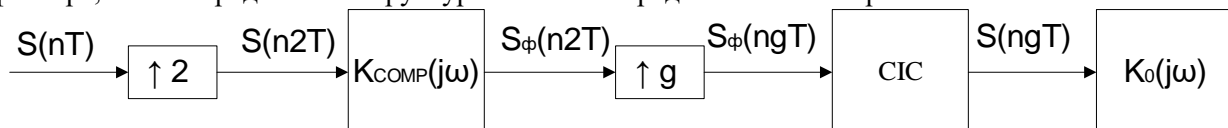


Рис. 1 – Фильтр-интерполятор: каскадное соединение корректирующего FIR-фильтра и СИС-фильтра

В процессе реализации, был сформированы отсчеты ЛЧМ сигнала ($S(nT)$), частота дискретизации которого составляет 12МГц. В соответствии со схемой рисунка рис. 1 ЛЧМ-сигнал интерполируется в 2 раза, т.е. повышается частота дискретизации с 12МГц до 24МГц. Это осуществляется за счет того, что между соседними отсчетами добавляются нули. После интерполяции сигнала спектр размножается в 2 раза (рис. 2).

Далее ЛЧМ-сигнал поступает на фильтр-корректор, который устраняет зеркальные составляющие спектра сигнала. Из-за особенностей фильтра-корректора происходит искажение формы сигнала (рис. 3-4).

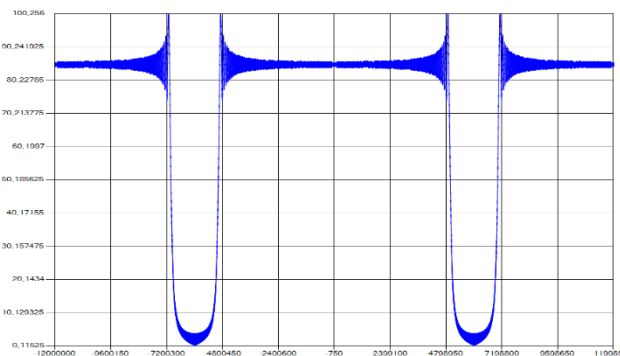


Рис. 2 АЧХ спектра ЛЧМ сигнала после удвоения отсчетов

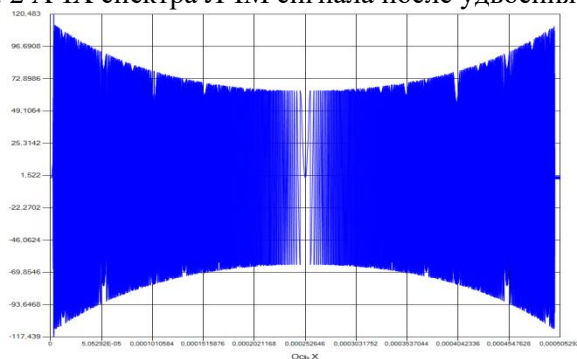


Рис. 3 Временная форма ЛЧМ сигнала после корректирующего КИХ фильтра

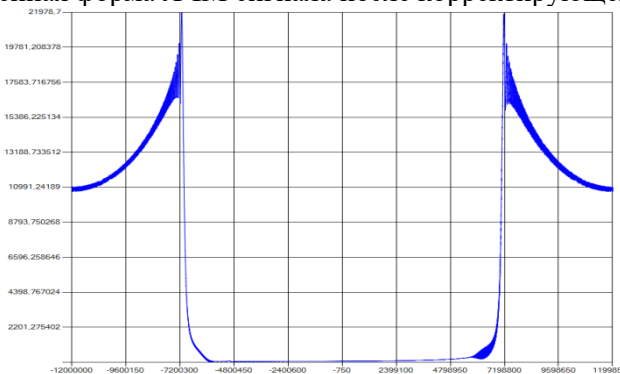


Рис. 4 АЧХ спектра ЛЧМ сигнала после корректирующего КИХ фильтра

Далее сигнал интерполируется в 4 раза ($g = 4$), тем самым спектр сигнала размножается на 4 компоненты (рис. 5). Затем сигнал фильтруется с помощью СИС-фильтра, который удаляет зеркальные компоненты и компенсирует искажения, полученные от FIR-фильтра (рис. 6). После всех манипуляций количество отсчетов сигнала увеличивается в 8 раз по сравнению с входным сигналом.

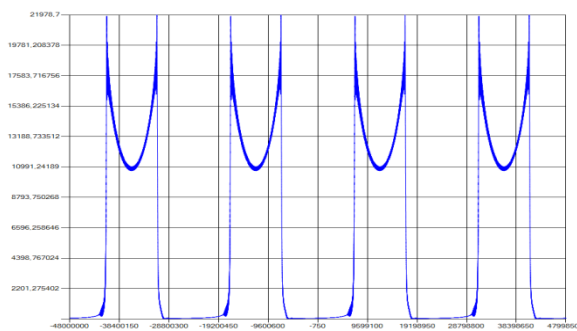


Рис. 5 АЧХ спектра ЛЧМ сигнала после учетверения отсчетов

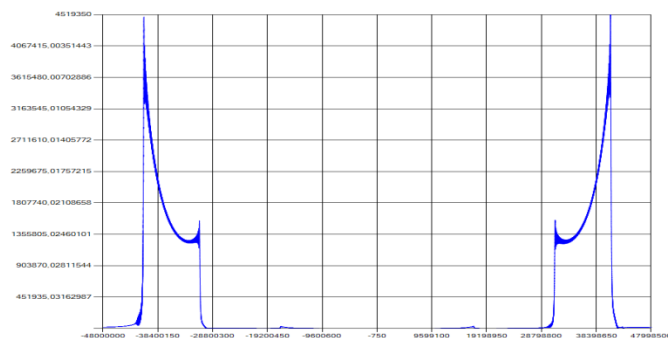


Рис. 6 АЧХ спектра ЛЧМ сигнала после СИС фильтра

Литература

1. Смит, Стивен Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников / пер. с англ. — М.: Додэка-XX1, 2012.