

№ 6. P. 1076–1086.

5. **Uk-Song, Seung-Ki Lee, Min-Koo Han.** Highly sensitive magnetotransistor with combined phenomena of Hall effect and emitter injection modulation operated in the saturation mode // Sensors and Actuators. 1996. V. A54. P. 641–645.

6. **Тихонов Р. Д.** Физико-технические характеристики двухколлекторного магнитотранзистора // Прикладная физика. 2008. № 4. С. 147–152.

7. **Davies L. W., Wells M. S.** Magneto-transistor incorporated in an IC // Proc. IREE, Australia. 1971. V. 6. P. 235–238.

8. **Roumenin Ch. S.** Optimized parallel-field magnetotransistor sensor // Sensors and Actuators. 1988. V. 14. P. 177–190.

9. **Kassabov J., Smirnov N., Nedev N.** A magnetosensitive dual-emitter dual-base transistor // Sensors and Actuators A: Physical. 1990. V. 24. No. 3. P. 197–202.

10. **Smirnov N., Nedev N., Boursas A.** Lateral magnetotransistor with enhanced emitter injection modulation // Sensors and Actuators A: Physical. 1992. V. 35. No. 2. P. 113–119.

11. **Красюков А. Ю., Тихонов Р. Д., Козлов А. В.** Исследование магнитотранзисторов с новой топологией // Микроэлектроника. 2015. Т. 44. № 2. С. 120–133.

12. **Tikhonov R. D.** Sensor on Bipolar Magnetotransistor with Base in Well // Solid State Electronics. 2005. V. 49/8. P. 1302–1308.

13. **Тихонов Р. Д.** Трёхколлекторный магнитотранзистор. KG, Saarbrücken, Deutschland: Lambert Academic Publishing GmbH&Co, 2013.

14. **Oxland R. K.** An HBT Magnetic Sensor with Integrated 3 Dimensional Magnetic Structures. Glasgow, 2009.

15. **Przeslawski T., Wolkenberg A., Koniewski J., Reginski K., Jasik A.** Magnetic field sensors based on undoped In_{0.53}Ga_{0.47}As/InP heterostructures fabricated by molecular beam epitaxy and metalorganic chemical vapor deposition // Optica Applicata. 2005. V. XXV. No. 3. P. 627–634.

16. **Васильевский И. С., Галиев Г. Б., Матвеев Ю. А., Климов Е. А., Пожела Ю., Пожела Л., Сужделис А., Пашкевич Ч., Юцене В.** Транспорт электронов в квантовой яме In_{0.52}Al_{0.48}As/In_{0.53}Ga_{0.47}As/In_{0.52}Al_{0.48}As с δ-легированным Si барьером в сильных электрических полях // Физика и техника полупроводников. 2010. Т. 44. В. 7. С. 928–933.

17. **Егоров А. Ю., Гладышев А. Г., Никитина Е. В., Денисов Д. В., Поляков Н. К., Пирогов Е. В., Горбачевич А. А.** Двухканальные псевдоморфные НЕМТ-гетероструктуры InGaAs/AlGaAs/GaAs с импульсным легированием // Физика и техника полупроводников. 2010. Т. 44. В. 7. С. 950–954.

Дата принятия: 18.10.2016.

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

621.372+621.391

Алгоритм второго поколения для реализации метода зеркальных шумовых образов

Е. И. ЧЕРНОВ¹, Н. Е. СОБОЛЕВ¹, В. А. СТЕПАНОВ²

¹Рязанский институт (филиал) Московского политехнического университета, Рязань, Россия, e-mail: instpi@yandex.ru

²Рязанский государственный университет им. С. А. Есенина, Рязань, Россия

Предложен алгоритм второго поколения с целью реализации нового метода зеркальных шумовых образов для выделения полезного сигнала из шума. Метод позволяет получать отношения сигнал–шум выше «предельных» значений, определяемых оптимальной фильтрацией сигналов согласно классической радиотехнике. Результаты исследования алгоритма показали, что его применение обеспечивает существенный выигрыш в отношении сигнал–шум по сравнению как с узкополосной фильтрацией сигналов, так и с алгоритмом первого поколения, реализующим этот метод.

Ключевые слова: метод зеркальных шумовых образов, алгоритм, полезный сигнал, отношение сигнал–шум, спектр, частота.

The proposed algorithm is the second generation for implementation of a new method of separation of useful signal from background noise, known as "Method of mirror noise images", which allows to obtain the ratio signal to noise above the "limit" values, determined in accordance with the classic radioengineering optimal filtering of signals. The research results of the algorithm show that it provides a significant gain in signal to noise compared with narrow-band filtered signals and the algorithm of the first generation that implements this method.

Key words: method of mirror noise images, algorithm, useful signal, signal to noise ratio, spectrum, frequency.

Эффективное выделение полезного сигнала из шума – главная задача, стоящая перед разработчиками самых разных радиотехнических систем и приборов. В классической радиотехнике существуют два способа

выделения полезного сигнала из шума: фильтрация и согласованная фильтрация сигналов. Это достигается с помощью динамических фильтров [1], в том числе корреляционного типа [2]. Методы оптимизации этих

способов для приборов аналогового типа рассмотрены в [3, 4], а для цифровых устройств – в [5, 6].

Метод зеркальных шумовых образов – новый (третий) способ выделения полезного сигнала из шума [7]. Теоретическое обоснование метода и результаты экспериментального исследования алгоритма первого поколения для его реализации приведены в [8]. Показано, что для сигнала, состоящего, по крайней мере, из белого шума и узкополосного полезного сигнала, информация о шуме в области спектра полезного сигнала содержится и за пределами этого спектра. Сущность метода заключается в выделении за пределами спектра полезного сигнала дополнительных сигналов, с помощью которых формируется сигнал компенсации шума внутри спектра полезного сигнала. Таким образом, можно получить отношения сигнал–шум выше «предельных» значений, определяемых оптимальной фильтрацией сигналов согласно классической радиотехнике.

Как и алгоритм первого поколения, предлагаемый алгоритм второго поколения основан на использовании эффекта нарушения шумового баланса [8]. Наиболее сильно этот эффект проявляется в начале интервала входного реального (зашумлённого) сигнала, что обусловлено отсутствием «хвостов» от предшествующих началу интервала сигналов. Указанные «хвосты» как бы «размывают» шумовые сигналы анализируемого временного фрагмента.

На рис. 1 представлена структурная схема предлагаемого алгоритма второго поколения, реализующего метод зеркальных шумовых образов. Необходимо отметить, что данный алгоритм не предназначен для работы в режиме реального времени: исходный сигнал X_1 предварительно оцифровывается и запоминается. Обозначим узкополосные фильтры как Ф1 (f, p_1), Ф2 ($f - \Delta f, p_2$), Ф3 ($f + \Delta f, p_3$), Ф4 ($2f, p_4$), Ф5 (f, p_5); $f, f - \Delta f, f + \Delta f, 2f$ – их центральные частоты, параметр p указывает число каскадов в фильтрах. При этом частота f совпадает с центральной частотой спектра узкополосного полезного сигнала X_{1c} , а на частотах $f - \Delta f, f + \Delta f$ полезный сигнал отсутствует. Временные смещения $\Delta t_1, \Delta t_2$ могут быть как отрицательными, так и положительными. Счётный триггер СТ имеет максимальный и минимальный выходные сигналы Q , которым соответствуют ± 1 . Масштабный коэффициент обозначается как k . Блок с символом « $\sqrt{}$ » осуществляет извлечение квадратного корня из модуля амплитуды сигнала с сохранением знака исходного значения как для положительных, так и для отрицательных полувольт сигнала.

Настройка алгоритма выполняется при подаче на вход ступенчатого сигнала. При этом определяется коэффициент k и временные смещения $\Delta t_1, \Delta t_2$. Критерием правильной настройки алгоритма является соблюдение условия $W = Y_1$ (Y_1, W – сигналы на входах выходного сумматора) в случае ступенчатого входного сигнала X_1 . При этом на выходах фильтров Ф1, Ф2, Ф3 формируются соответствующие сигналы Y_1, Y_2, Y_3 :

$$\begin{aligned} Y_1 &= aF_1(t-t_1)\cos 2\pi f(t-t_1); \\ Y_2 &= aF_2(t-t_2)\cos 2\pi(f-\Delta f)(t-t_2); \\ Y_3 &= aF_3(t-t_3)\cos 2\pi(f+\Delta f)(t-t_3), \end{aligned}$$

где a – высота «ступеньки»; F_1, F_2, F_3 – функции, описывающие огибающие временных откликов на входную ступенчатую функцию на выходе фильтров; t_1, t_2, t_3 – временные задержки

фильтров.

Сдвинем сигнал Y_3 относительно Y_2 так, чтобы $t_3 = t_2$. Затем перемножим эти сигналы, результирующий сигнал подвергнем фильтрации с помощью фильтра $2f$ и выполним операцию извлечения квадратного корня для положительных и отрицательных полувольт сигнала. Полученный таким образом сигнал Z подаётся на вход счётного триггера, на выходе которого формируется сигнал Q с частотой в два раза ниже, чем частота сигнала Z :

$$Q = \cos 2\pi f(t-t_4). \quad (1)$$

Следует отметить, что в выражении (1) приведена только первая гармоника сигнала Q , а гармоники более высокого порядка не используются, поскольку при дальнейшей узкополосной фильтрации сигнала (фильтр Ф5 с центральной частотой f) все составляющие, связанные с этими гармониками, отфильтровываются.

Далее сигналы Z, Q перемножаются. Результирующий сигнал фильтруется с помощью узкополосного фильтра Ф5. При этом формируется сигнал

$$W = aF_5(t-t_5)\cos 2\pi f(t-t_5),$$

где F_5 – функция, описывающая огибающую этого сигнала; t_5 – временная задержка.

Выбираем количество каскадов фильтра Ф5, чтобы выполнялось условие $kF_5 = F_1$. Кроме того, сигнал W сдвигается для достижения равенства $t_5 = t_1$. При этом $W \approx Y_1$, и результирующий сигнал на выходе сумматора оказывается близким к нулю.

Рассмотрим работу алгоритма с реальным сигналом. Были заданы следующие параметры: $f=250$ Гц; $\Delta f=70$ Гц; основной фильтр Ф1 состоит из 12 каскадов, фильтры Ф2, Ф3 десятикаскадные, Ф4 однокаскадный, Ф5 двухкаскадный; скорость изменения частотной характеристики затухания для одного каскада составляет 61 дБ на октаву. В качестве полезного сигнала X_{1s} в эксперименте использовался радиоимпульс, сформированный путём подачи фрагмента синусоидального сигнала (3,5 периода) частотой 250 Гц на двухкаскадный узкополосный цифровой фильтр с центральной частотой 250 Гц.

Шумовым сигналом $X_{1ш}$ служил временной фрагмент оцифрованного реального шумового сигнала, который был получен следующим образом. Постоянное излучение (основная длина волны 619 нм) светодиода подавалось на фотоприёмный модуль TSL252R. На выходе формировалось постоянное напряжение 2,04 В. Выходной сигнал модуля усиливался в 10^5 раз в полосе частот 20–2000 Гц, а затем оцифровывался с помощью модуля, состоящего из аналого-цифрового и цифроаналогового преобразователей 16/16,

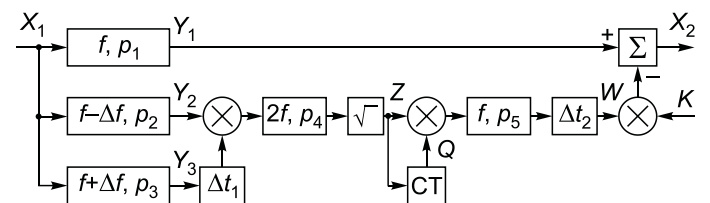


Рис. 1. Структурная схема алгоритма: СТ – счётный триггер

Расчётные значения отношений сигнал–шум

Отношение сигнал–шум	Амплитуда j полезного и шумового сигналов									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
η_{1j}	0,19	0,22	0,25	0,29	0,35	0,42	0,51	0,64	0,79	0,92
η_{2j}	1,76	1,82	2,26	3,35	11,17	18,37	4,19	2,18	1,51	1,11
ρ_j	9,28	8,27	9,04	11,55	31,91	43,74	8,22	3,41	1,91	1,21

«Sigma USB» (16-разрядный аналого-цифровой преобразователь, частота преобразования 10 кГц). Длительность временного шумового фрагмента 2 с.

В начале эксперимента осуществлялась настройка алгоритма. Для этого в качестве сигнала X_1 применялся ступенчатый сигнал с длительностью переднего фронта 0,1 мс. При этом из условия обеспечения равенства $W=Y_1$ определялись масштабный коэффициент и временные смещения: $k=1,164$; $\Delta t_1=1,2$ мс; $\Delta t_2=-6,4$ мс. Следует отметить, что задержка Δt_2 была установлена с учётом поправки (+0,3 мс), которая была найдена по результатам множества экспериментов и обусловлена сложностью реального шумового сигнала. Далее работа проводилась в два этапа.

На первом этапе в качестве сигнала X_1 использовался шумовой сигнал. При этом определялись шумовые сигналы $Y_{1ш}$ (на выходе фильтра Ф1) и $X_{2ш}$ (на выходе выходного сумматора). На втором этапе был сформирован новый сигнал X_1 путём добавления в шумовой сигнал (на его начальном интервале) полезного сигнала. Далее были получены сигналы Y_{12} (на выходе фильтра Ф1) и X_{22} .

На рис. 2, а показан начальный участок шумового сигнала $Y_{1ш}$ и полезный сигнал $Y_{11с}$, являющиеся результатами фильтрации сигнала X_1 с помощью фильтра Ф1. Полезный сигнал $Y_{11с}$ был выделен путём вычитания сигнала $Y_{1ш}$

(первый этап) из сигнала Y_{12} (второй этап). Шумовой сигнал $Y_{1ш}$ превышает полезный сигнал $Y_{11с}$.

На рис. 2, б представлен начальный участок шумового сигнала $X_{2ш}$ и полезный сигнал $X_{2с}$, полученные в результате обработки исходного сигнала X_1 с использованием предлагаемого алгоритма. Полезный сигнал $X_{2с}$ был выделен путём вычитания из сигнала X_{22} (второй этап) сигнала $X_{2ш}$ (первый этап). Шумовой сигнал $X_{2ш}$ меньше полезного сигнала $X_{2с}$ примерно на половине рассматриваемого интервала полезного сигнала.

Основные результаты исследований – расчётные отношения сигнал–шум η_{1j} , η_{2j} и значения $\rho_j = \eta_{2j}/\eta_{1j}$, где $\eta_{1j} = m_{1sj}/m_{1nj}$; $\eta_{2j} = m_{2sj}/m_{2nj}$; m_{1sj} , m_{1nj} – j -е амплитуды полезного $Y_{11с}$ и шумового $Y_{1ш}$ сигналов (см. рис. 2, а); m_{2sj} , m_{2nj} – j -е амплитуды полезного $X_{2с}$ и шумового $X_{2ш}$ сигналов ($j=1\dots 10$) (см. рис. 2, б), представлены в таблице.

Предлагаемый алгоритм даёт существенный выигрыш в отношении сигнал–шум по сравнению с узкополосной фильтрацией сигналов. Следует отметить, что только примерно половина полезного сигнала попала в интервал, где подавляется шумовой сигнал. Это вполне приемлемо на практике, так как и половина полезного сигнала обладает достаточной информативностью.

Разработанный алгоритм второго поколения используется для устройств, работающих в режиме «включение–измерение–выключение». К таким устройствам относится ряд медицинских диагностических приборов, например глюкометры, анализаторы цвета зубов, устройства для измерения внутриглазного давления и т. д. Возможно его применение и в других приборах: лазерном прицеле, лазерной опорной системе, лазерном дальномере и т. п.

Л и т е р а т у р а

1. Vityazev V. V., Linovich A.Y. A subband equalizer with the flexible structure of the analysis/synthesis subsystem // SIBIRCON–2010: 8 Int. Conf. on Computational Technol. in Electrical and Electronics Eng. Irkutsk–Listvyanka, Russia. 2010. V. 1. № 11–15. P. 174–178.
2. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. Т. 1. М.: Мир, 1983.
3. Пат. 2530211 РФ. Способ фильтрации сигналов произвольной формы / Е. О. Киселёва, В. А. Окладнов, А. В. Соколов // Изобретения. Полезные модели. 2014. № 33.
4. Пат. 2206960 РФ. Способ подавления шума в информационном сигнале и устройство для его осуществления / М. Б. Столбов // Изобретения. Полезные модели. 2002. № 24.
5. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978.
6. Чинков В. Н. Оптимизация рекурсивного узкополосного

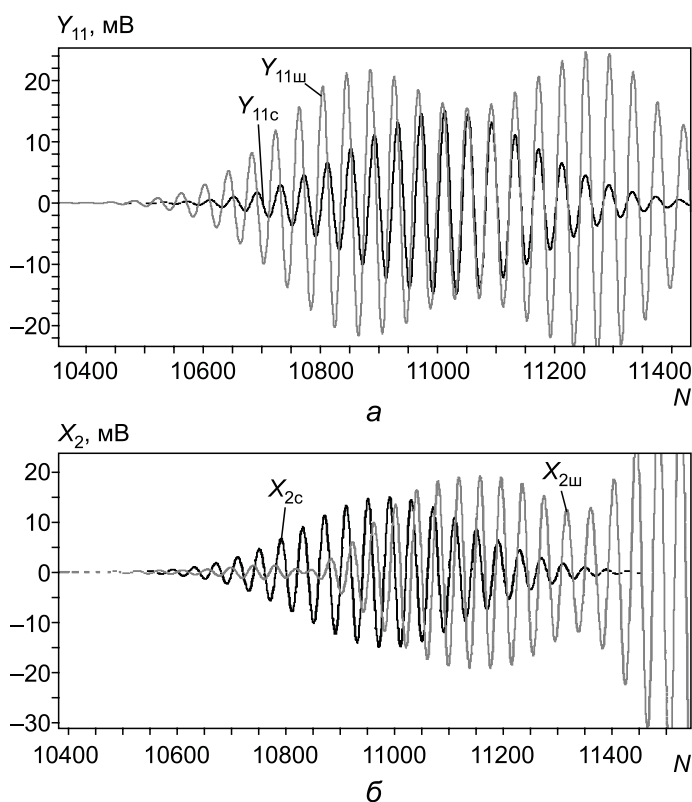


Рис. 2. Полезные сигналы $Y_{11с}$, $X_{2с}$ и начальные участки шумовых сигналов $Y_{1ш}$, $X_{2ш}$ – а, б, соответственно

цифрового динамического фильтра второго порядка для спектрального анализа // Метрология. 2008. №11. С. 9–23.

7. Пат 2480897 РФ. Способ выделения полезного сигнала из шума – «метод зеркальных шумовых образов» и устройство для его осуществления / Е. И. Чернов, Н. Е. Соболев // Изобретения. Полезные модели.

2013. № 12.

8. Чернов Е. И., Соболев Н. Е., Степанов В. А. Метод зеркальных шумовых образов // Измерительная техника. 2016. № 8. С. 55.

Дата принятия: 23.12.2016.

ИЗМЕРЕНИЯ ИОНИЗИРУЮЩИХ ИЗЛУЧЕНИЙ

533.9.082.5

Инфракрасный метод обнаружения когерентного магнитно-тормозного излучения в коллайдере

А. А. МАЛЬЦЕВ¹, М. В. МАЛЬЦЕВА^{1,2}

¹Объединенный институт ядерных исследований, Дубна, Россия

²АО «Приборный завод «ТЕНЗОР», Дубна, Россия,
e-mail: amaltsev@cv.jinr.ru, maltseva@tenzor.net

Представлен метод обнаружения магнитно-тормозного излучения на встречных пучках в коллайдерах, в частности, когерентного тормозного излучения в области малых энергий фотонов при столкновении высокоэнергетических сгустков частиц. Приведены свойства когерентного тормозного излучения, возможность его обнаружения и применения для диагностики пучков.

Ключевые слова: ускорители, инфракрасная синхротронная ускорительная диагностика, диагностика пучка, детекторы, системы контроля и управления.

The procedure for detection and investigation of phenomenon of magnetic-bremsstrahlung on crossed beams in colliders, particularly of coherent bremsstrahlung in the area of low-energy photons at high-energy collisions of bunches in colliders is given. The properties of coherent bremsstrahlung, and possibility of the detection and application of usage of that phenomenon to the diagnostics of beams are investigated also.

Key words: accelerators, infrared synchrotron accelerator diagnostics, beam diagnostics, detectors, monitoring and control systems.

Одной из актуальнейших задач для всех ускорителей, особенно для вновь создаваемых, является обеспечение контроля и регулирования пучков и сгустков релятивистских элементарных заряженных частиц в процессах их ускорения (накопления) и взаимодействия с мишенью или встречными пучками. Решение этой задачи требует не только развития существующих методов диагностики пучков и сгустков, но и разработки новых методов. В данном случае предпочтительны бесконтактные неразрушающие методы, для реализации которых, в свою очередь, требуются разработка и создание соответствующих детектирующих информационно-измерительных систем.

Один из методов неразрушающей диагностики быстротекущих процессов в коллайдере основан на использовании эффекта когерентного магнитно-тормозного излучения, генерируемого релятивистскими заряженными частицами при их столкновении и взаимодействии [1, 2].

Обнаружение и исследование когерентного магнитно-тормозного излучения является важным, перспективным

ускорительным и астрофизическим экспериментом. Для реализации такого эксперимента предлагается использовать методы и системы инфракрасной синхротронной диагностики [3–5], которые впервые были разработаны в Объединённом институте ядерных исследований (ОИЯИ), успешно реализованы и имеют большую перспективу развития, в частности, на создаваемых базовых ускорительных установках [6, 7].

Особенности когерентного магнитно-тормозного излучения можно использовать для оперативного контроля за соударениями сгустков и измерениями параметров пучков (токовых, энергетических, пространственных) [2–5].

В работах [1, 2, 4] рассмотрен новый тип электромагнитных процессов – когерентное магнитно-тормозное излучение. Такие процессы возникают в ускорительных установках со встречными пучками с короткими сгустками. Когерентное магнитно-тормозное излучение обусловлено излучением частиц одного сгустка в коллективном электромагнитном поле второго. Число фотонов dN_γ , испущенных при столкновении сгустков, пропорционально $N_1^2 N_2$,