

Академику Кобзареву Ю.Б. в год его 110-летия посвящается

УДК 621.396.96

ДВА СПОСОБА ОБЪЕДИНЕНИЯ КАНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ ОБНАРУЖИТЕЛЯХ

Бартенев В.Г., д.т.н., старший научный сотрудник, профессор кафедры теоретической радиотехники и радиофизики ФГБОУ ВПО «Московский государственный университет информационных технологий, радиотехники и электроники» (МИРЭА), e-mail: syntaltechno@mail.ru;

Бартенев М.В., аспирант ФГБОУ ВПО «Московский государственный университет информационных технологий, радиотехники и электроники» (МИРЭА), специалист в области программируемой цифровой обработки сигналов, e-mail: bartenev@gmail.com.

THE COMPARATIVE ANALYSIS OF TWO METHODS IN COMBINING SIGNALS IN MULTICHANNEL SYSTEMS

Bartenev V.G., Bartenev M.V.

The article devoted to the comparative analysis of two methods in combining signals in multichannel systems. It was shown, using analytical approach and MATLAB model verification, that in the simple case the maximum detection method preferable. Using non coherent integration in each channel make both maximum and minimum methods equivalent. If after non coherent integration was used the adaptive constant false alarm rate device the minimum detection method become more affective for low detection probabilities.

Key words: multichannel detection systems, combining signals with minimum and maximum selection, probability characteristic of detection.

Ключевые слова: Многоканальные обнаружители, объединение каналов с максимальным и минимальным отбором, характеристики обнаружения.

Введение

Во многих радиотехнических системах широко применяется многоканальная обработка. В частности, в радиолокации при построении обнаружителей движущихся целей для повышения их эффективности используются как многоканальные доплеровские фильтры, так и многоканальные режекторные фильтры. При этом, если в многоканальных доплеровских фильтрах сигнал от цели может появиться в одном из доплеровских каналов, то в многоканальных режекторных фильтрах цель попадает во все каналы, так как зона прозрачности по скорости у них совпадает. В этой связи в многоканальных доплеровских фильтрах используют для объединения каналов отбор по максимуму [1]. В многоканальных же режекторных фильтрах в [2] предложено осуществлять объединение каналов с отбором по минимуму. Представляет интерес сравнить эффективность этих двух способов объединения каналов применительно к многоканальной обработке. Без уменьшения общности подхода к решению данной задачи сравнение эффективности двух способов объединения каналов производилось после детектирования сигналов. Поэтому тип и эффективность многоканальных доплеровских или режекторных фильтров в каждом канале в данном исследовании не рассматривались. Кроме того предполагалось, что на входе

Проведен сравнительный анализ эффективности двух способов объединения каналов с отбором по максимуму и по минимуму. Достоверно показано, используя как аналитический подход, так и для верификации моделирование в MATLAB, что схема отбора по минимуму уступает по эффективности схеме отбора по максимуму. Применение некогерентного накопления до схемы объединения каналов приводит к выравниванию эффективности схем максимального и минимального отбора. Нормирование сигналов после некогерентного накопления может дать преимущество по эффективности схеме с отбором по минимуму.

схем отбора по минимуму или по максимуму в каждом канале детекторы осуществляли выделение квадратов огибающих каждой из квадратурных составляющих и их суммирование. Причем в каждой квадратуре на входе детекторов действовал гауссов шум с нулевым средним и единичной дисперсией. Шум в каналах был независимым. Полезные сигналы во всех каналах имели одинаковую случайную флюктуирующую амплитуду и были также независимы.

Вероятность ложной тревоги для схемы с отбором по максимуму и по минимуму

С учетом данных предположений и проделанных необходимых функциональных преобразований на выходе N канальной схемы с отбором по максимуму для вероятности ложной тревоги F было получено следующее выражение

$$F_{\max} = 1 - (1 - e^{-L_{\max}/2})^N,$$

а с отбором по минимуму

$F_{\min} = e^{-L_{\min} N / 2}$, где L_{\max} – пороги для схемы с отбором по максимуму, L_{\min} – пороги для схемы с отбором по минимуму.

В табл. 1 приведены пороги для вероятностей ложных тревог для разного числа каналов $N = 2$ и $N = 8$.

Таблица 1

F / N	2 MAX/MIN	8 MAX/MIN
10^{-1}	5.93/2.30	8.67 /0.57
10^{-5}	24.41 /11.51	27.18 /2.87

Вероятность правильного обнаружения для схемы с отбором по максимуму и по минимуму

С учетом предположений о флюктуирующем сигнале и проделанных необходимых функциональных преобразованиях на выходе N канальной схемы с отбором по максимуму вероятность правильного обнаружения может быть представлена формулой [1]:

$$D_{\max} = 1 - (1 - e^{-L_{\max} / 2(1+q^2)})^N,$$

где q – отношение сигнал/шум в каждом канале.

Для схемы с отбором по минимуму

$$D_{\min} = e^{-(L_{\min} / 2(1+q^2))^N}.$$

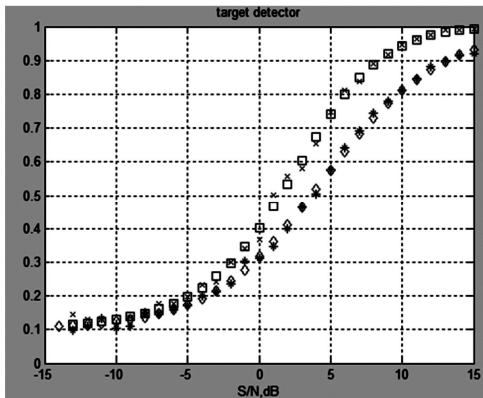


Рис. 1. Характеристики обнаружения двухканальной схемы с отбором по максимуму (крестики – моделирование, квадратики аналитика) и с отбором по минимуму (звездочки – моделирование, ромбики – аналитика) для $F=0,1$

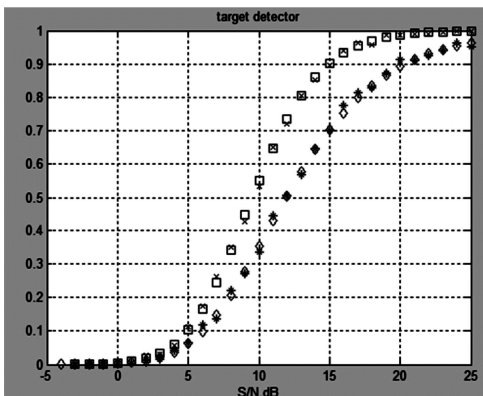


Рис. 2. Характеристики обнаружения двухканальной схемы с отбором по максимуму (крестики – моделирование, квадратики аналитика) и с отбором по минимуму (звездочки – моделирование, ромбики – аналитика) для $F=0,00001$

Для верификации полученных формул было проведено моделирование двух и восьми канальных систем с

отбором по максимуму и минимуму для вероятности ложной тревоги 0,1 и 0,00001. Результаты моделирования и аналитических расчетов представлены в виде характеристик обнаружения на рис. 1 и 3 ($F = 0,1$; $N = 2$ и 8) и рис. 2 и 4 ($F = 0,00001$; $N = 2$ и 8).

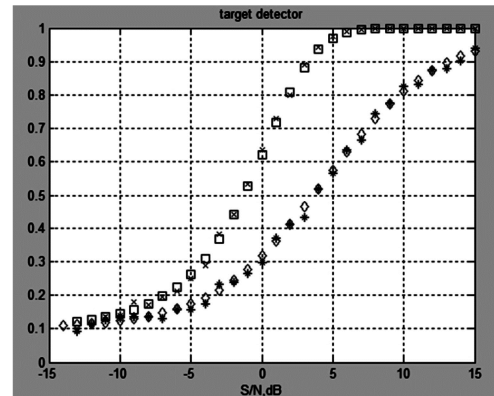


Рис. 3. Характеристики обнаружения восьмиканальной схемы с отбором по максимуму (крестики – моделирование, квадратики аналитика) и с отбором по минимуму (звездочки – моделирование, ромбики – аналитика) для $F=0,1$

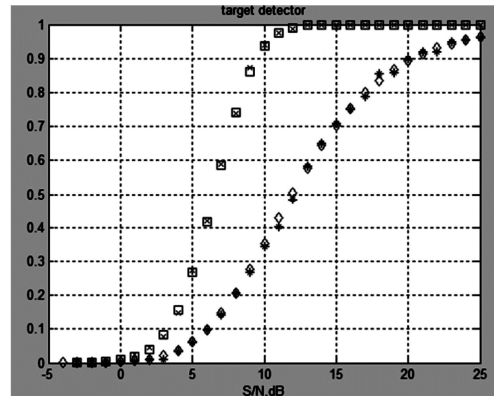


Рис. 4. Характеристики обнаружения восьмиканальной схемы с отбором по максимуму (крестики – моделирование, квадратики аналитика) и с отбором по минимуму (звездочки – моделирование, ромбики – аналитика) для $F=0,00001$

Влияние некогерентного накопления в каждом канале до их объединения

Несколько усложним задачу, добавив некогерентное накопление в каждый канал после детекторов перед схемой объединения по минимуму или по максимуму. В этом случае на выходе N канальной схемы с отбором по максимуму вероятность ложной тревоги и вероятность правильного обнаружения может быть представлены формулами, соответственно

$$F_{\max} = 1 - (G(L_{\max}, NK, 2))^N,$$

где NK – число не когерентно накапливаемых импульсов, $G()$ – гамма распределение.

$$D_{\max} = 1 - (1 - G(L_{\max} / (1+q)^2, NK, 2))^N$$

Для схемы с отбором по минимуму вероятность ложной тревоги и вероятность правильного обнаружения имеют вид

$$F_{\min} = (1 - G(L_{\min}, NK, 2))^N,$$

$$D_{\min} = (1 - (1 - G(L_{\min} / (1 + q)^2, NK, 2))^N).$$

Таблица 2

$F / N=NK$	2 MAX/MIN	8 MAX/MIN
10^{-1}	9.39/4.72	31.07 /11.9
10^{-5}	29.95/15.89	57.73/19.63

Для верификации полученных формул было проведено моделирование двух и восьми канальных систем для не когерентно накапливаемых 2 и 8 импульсов с отбором по максимуму и минимуму для вероятности ложной тревоги 0,1 и 0,00001. Результаты моделирования и аналитических расчетов представлены в виде характеристик обнаружения на рис. 5 и 7 ($F = 0,1$; $N = NK = 2$ и 8) и рис.6 и 8 ($F = 0,00001$; $N = NK = 2$ и 8).

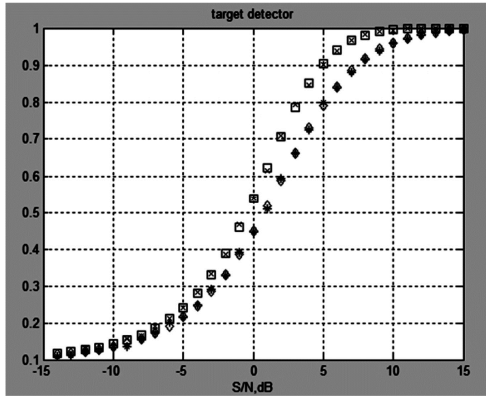


Рис. 5. Характеристики обнаружения двухканальной схемы с отбором по максимуму (крестики – моделирование, квадратики аналитика) и с отбором по минимуму (звездочки – моделирование, ромбики - аналитика) для $F = 0,1$ и двух импульсов некогерентного накопления

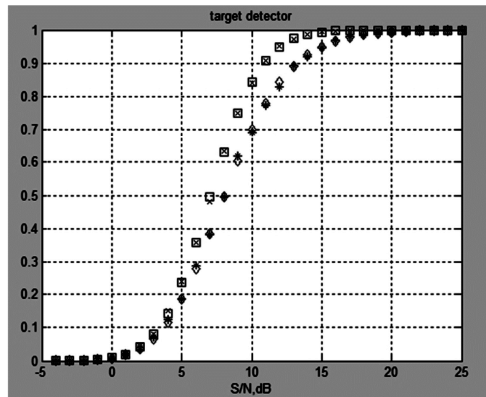


Рис. 6. Характеристики обнаружения двухканальной схемы с отбором по максимуму (крестики – моделирование, квадратики аналитика) и с отбором по минимуму (звездочки – моделирование, ромбики – аналитика) для $F=0,00001$ и двух импульсов некогерентного накопления

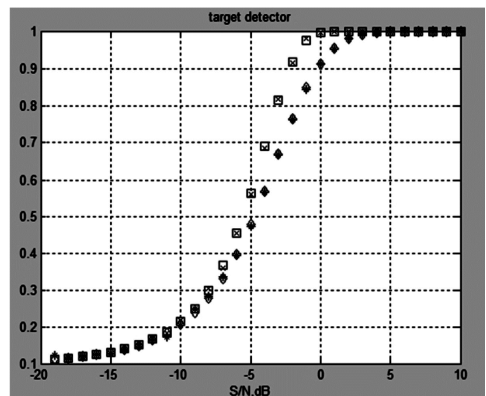


Рис. 7. Характеристики обнаружения восьмиканальной схемы с отбором по максимуму (крестики – моделирование, квадратики аналитика) и с отбором по минимуму (звездочки – моделирование, ромбики – аналитика) для $F = 0,1$ и восьми импульсов некогерентного накопления

В табл. 2 приведены пороги для вероятностей ложных тревог для разного числа каналов и накапливаемых импульсов $N = NK = 2$ и $N = NK = 8$.

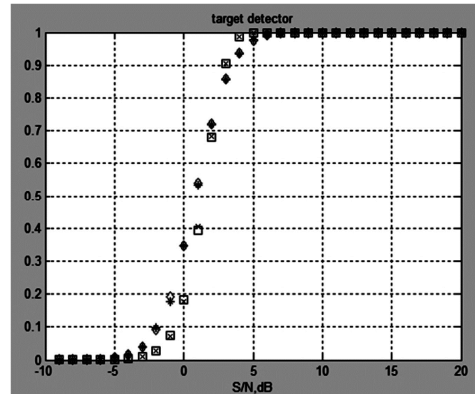


Рис. 8. Характеристики обнаружения восьмиканальной схемы с отбором по максимуму (крестики – моделирование, квадратики аналитика) и с отбором по минимуму (звездочки – моделирование, ромбики - аналитика) для $F = 0,00001$ и восьми импульсов некогерентного накопления

Влияние некогерентного накопления и нормировки сигналов в каждом канале до их объединения

Еще более усложним задачу, добавив после детекторов кроме некогерентного накопления еще нормировку сигнала, которая используется для стабилизации вероятности ложной тревоги в каждом канале перед схемой объединения по минимуму или по максимуму. В этом случае на выходе N канальной схемы с отбором по максимуму вероятность ложной тревоги и вероятность правильного обнаружения может быть представлены формулами, соответственно

$$F_{\max} = 1 - \left\{ 1 - \sum_{j=0}^{NK-1} \frac{L_{\max}^j \Gamma(NK * NN + j)}{\Gamma(j+1) \Gamma(NK * NN) (1 + L_{\max})^{(NK * NN + j)}} \right\}^N,$$

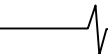
где NK – число не когерентно накапливаемых импульсов, NN – число усредняемых дискрет дальности в нормировщике, N – число каналов, $\Gamma()$ – гамма функция.

$$D_{\max} = 1 - \left\{ 1 - \sum_{j=0}^{NK-1} \frac{L_{\max}^j / (1 + q^2) \Gamma(NK * NN + j)}{\Gamma(j+1) \Gamma(NK * NN) (1 + L_{\max} / (1 + q^2))^{(NK * NN + j)}} \right\}^N,$$

где q – отношение сигнал/шум.

Для схемы с отбором по минимуму вероятность ложной тревоги и вероятность правильного обнаружения имеют вид

$$F_{\min} = \left\{ \sum_{j=0}^{NK-1} \frac{L_{\min}^j \Gamma(NK * NN + j)}{\Gamma(j+1) \Gamma(NK * NN) (1 + L_{\min})^{(NK * NN + j)}} \right\}^N,$$



$$D_{\min} = \left\{ \sum_{j=0}^{NK-1} \frac{L_{\min}^j / (1+q^2) \Gamma(NK * NN + j)}{\Gamma(j+1) \Gamma(NK * NN) (1+L_{\min} / (1+q^2))^{(NK * NN + j)}} \right\}^N.$$

В табл. 3 приведены пороги для вероятностей ложных тревог для 8 каналов 8 накапливаемых импульсов и 8 дискрет дальности в нормировщике.

Таблица 3

$F/N=NK=NN=8$	MAX/MIN
10^{-1}	0.259/0.091
10^{-5}	0.535/0.157

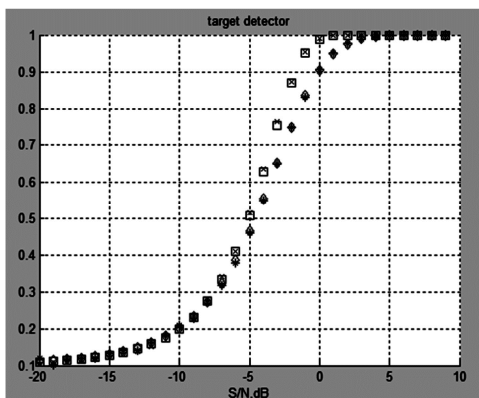


Рис. 9. Характеристики обнаружения для $F=0,1$ восьмиканальной схемы с отбором по максимуму (крестики – моделирование, квадратики аналитика) и с отбором по минимуму (звездочки – моделирование, ромбики – аналитика) для 8 импульсов некогерентного накопления и 8 усредняемых дискрет в нормировщике.

Для верификации полученных формул было проведено моделирование восьми канальных систем для не

F /dB	$N=8$ MAX/MIN	$N=NK=8$ MAX/MIN	$N=NK=NN=8$ MAX/MIN
10^{-1}	2/4	-4/-5	-4/-5
10^{-5}	7/12	1,25/1,25	2,5/1,5

Заключение

Анализ эффективности двух вариантов реализации объединения каналов по максимуму и по минимуму показал, что сразу после квадратичного детектирования при любом числе каналов предпочтение следует отдавать схеме с отбором по максимуму. При этом потери в пороговом сигнале для схемы возрастают с увеличением числа объединяемых каналов. В частности, для 8 каналов и вероятности ложной тревоги 0,00001 потери в пороговом сигнале для вероятности правильного обнаружения 0,9 составляют 12 дБ. Если же после детектирования используется некогерентное накопление, нормализующее распределение в каждом канале до схем объединения каналов, происходит выравнивание эффективности отбора по максимуму и по минимуму.

когерентно накапливаемых 8 импульсов и с усреднением в нормировщике 8 дискрет с отбором по максимуму и минимуму для вероятности ложной тревоги 0,1 и 0,00001. Результаты моделирования и аналитических расчетов представлены в виде характеристик обнаружения на рис.9 ($F=0,1$; $N=NK=NN=8$) и на рис.10 ($F=0,00001$; $N=NK=NN=8$).

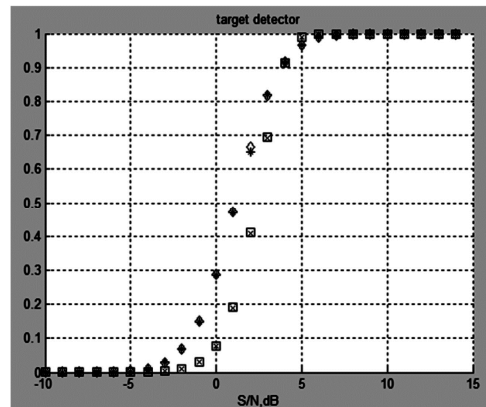


Рис. 10. Характеристики обнаружения для $F=0,00001$ восьмиканальной схемы с отбором по максимуму (крестики – моделирование, квадратики аналитика) и с отбором по минимуму (звездочки – моделирование, ромбики – аналитика) для 8 импульсов некогерентного накопления и 8 усредняемых дискрет в нормировщике

В табл. 4 сведены воедино значения порогового сигнала для вероятности правильного обнаружения 0,5 и вероятностей ложной тревоги 0,1 и 0,00001 для трех типов рассмотренных многоканальных систем с объединением по максимуму и минимуму.

Таблица 4

Введение дополнительно нормирования сигналов для целей стабилизации ложных тревог после некогерентного накопления искажает вид распределения в каждом канале, что приводит к преимуществу по эффективности отбора по минимуму, особенно для малых вероятностей ложных тревог и малых вероятностей правильного обнаружения.

Литература

1. Бартенев В.Г. Эффективность объединения квадратурных каналов // Современная электроника. 2010. Вып. 2, с. 78-79.
2. Рындык А.Г., Рябков А.П., Ястребов В.Д. Многоканальный режекторный фильтр с отбором по минимуму // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2012. Вып. 4, с. 81-85.

УДК 621.396.96+621.391.821

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПЕРЕКРЕСТНЫХ СВЯЗЕЙ АДАПТИВНОГО РЕЖЕКТОРНОГО ФИЛЬТРА НА ЗОНДИРУЮЩИЕ СИГНАЛЫ С ВНУТРИИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Гордеев А.Ю., ст. преп. кафедры ИСКМ ВолГУ, e-mail: alexurgor2008@gmail.com.

THE RESEARCH OF THE ADAPTIVE NOTCH FILTER CROSS-LINKS' IMPACT ON PROBING SIGNALS WITH INTRA-MODULATION

Gordeev A.U.

The potential of implementation of two-channel adaptive system with filtering weights cross-control for the passive correlated interference suppression and using probing chirp-signal is presented in the article. The conditions under which considered system usage is theoretically acceptable and also certain spectral analysis super resolution techniques implementation is reasonable for the filter weights generation are adduced. The Steiglitz-McBride algorithm implementation yielded the best results in terms of the most efficient interference suppression under certain conditions are presented. The adaptive MTI, which usage minimizes contained in input unclassified sample of observations wanted chirp-signal is proposed.

Key words: adaptive filter, spectral analysis, super resolution, the Steiglitz-McBride algorithm, chirp-signal, correlated interference, cross-links, notch filter, MTI system, pulse-compression filter, Doppler filter, filter weights generation.

Ключевые слова: адаптивный фильтр, спектральный анализ, сверхвысокое разрешение, алгоритм Штиглица-МакБрайда, ЛЧМ-сигнал, коррелированная помеха, перекрестные связи, режекторный фильтр, система СДЦ, фильтр сжатия, доплеровский фильтр, формирование весовых коэффициентов.

Введение

Данная статья продолжает цикл работ по исследованию системы адаптивной фильтрации, основанной на перекрестном управлении коэффициентами фильтров в двух частотных каналах при формировании их по методам спектрального анализа сверхвысокого разрешения (СА СВР), начатый в работе [1] и продолженный в работах [2-9]. Сама исследуемая система представляет собой адаптивный режекторный фильтр, структурная схема которого представлена на рис. 1.

На данной схеме через 1.X обозначены обычные нерекурсивные КИХ-фильтры, описываемые стандартным для этого типа цифровых фильтров линейно-разностным уравнением:

$$y[n] = \sum_{m=0}^{M-1} a[m]z[n-m] \quad (1)$$

где $a[m]$, $m \in \{0; M-1\}$ (на схеме $a_{12}[m]$ и $a_{21}[m]$, где первая цифра индекса обозначает на основании входной выборки какого канала были сформированы коэффициенты, а вторая – в каком канале режекторного фильтра они используются для фильтрации) – весовые коэффициенты, получаемые адаптивным путем, $z[n]$ (на схеме $z_1[n]$ и $z_2[n]$ в двух различных частотных каналах) – значения комплексной входной неклассифицированной (содержащей как коррелированную помеху, так и полезный сигнал) выборки наблюдения, $y[n]$ –

Показана возможность использования двухканальной адаптивной системы с перекрестным управлением коэффициентами фильтрации для режекции пассивных коррелированных помех при использовании ЛЧМ-сигнала в качестве зондирующего. Приведены условия, при которых возможно в принципе использование такой системы, а также целесообразно применение тех или иных методов спектрального анализа сверхвысокого разрешения для формирования коэффициентов фильтра. Показано, что при выполнении определенных условий наилучшие результаты в плане подавления помех дает использование алгоритма Штиглица-МакБрайда для формирования весовых коэффициентов. Предложена адаптивная СДЦ, при использовании которой минимизируются искажения полезного ЛЧМ-сигнала, содержащегося во входной неклассифицированной выборке наблюдения.

выходной сигнал. Блоки 2.X, как видно из схемы на рис. 1, представляют собой блоки адаптивного формирования весовых коэффициентов $a[m]$ для фильтров 1.X.

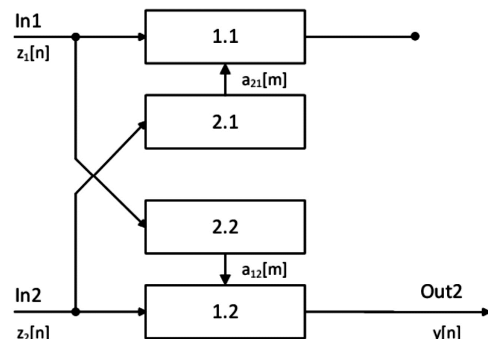
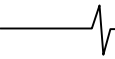


Рис. 1. Структурная схема адаптивного режекторного фильтра

с перекрестным управлением коэффициентами фильтрации. Вкратце принцип работы фильтра, показанного на рис. 1, можно описать следующим образом. На два имеющихся входа In1 и In2 поступают неклассифициро-



ванные выборки наблюдения, в данном случае $z_1[n]$ и $z_2[n]$, отличающиеся либо несущей частотой сигналов, на основании которых они получены, либо частотой повторения. Неклассифицированная выборка $z_1[n]$ со входа In1 подается на вход блока 2.2, где с использованием методов СА СВР на основе этой выборки формируется набор коэффициентов $a_{12}[m]$, $m \in \{0; M-1\}$, которые затем поступают в блок 1.2, где используются в качестве коэффициентов нерекурсивного фильтра, осуществляющего обработку неклассифицированной выборки наблюдения $z_2[n]$, поступающей в то же самое время на вход In2. Аналогичным образом осуществляется и обработка входной выборки $z_1[n]$ I канала с использованием коэффициентов $a_{21}[m]$, сформированных по выборке II канала – $z_2[n]$. Поскольку целевым предназначением фильтра, показанного на рис. 1 и весьма подробно описанного в работе [1], является режекция коррелированных помех, то нам достаточно получить «очищенную» входную выборку наблюдения хотя бы в одном из частотных каналов, поэтому в качестве выхода адаптивного фильтра можно использовать выход любого из указанных на схеме КИХ-фильтров 1.X, а выход другого нерекурсивного КИХ-фильтра системы можно заглушить. На рис. 1 в качестве выхода адаптивного фильтра использован выход нерекурсивного фильтра 1.2.

В настоящей работе рассматривается прохождение через указанный адаптивный фильтр зондирующего ЛЧМ-сигнала, сжатие которого производится после межпериодной обработки.

Анализ результатов обработки адаптивным фильтром неклассифицированной выборки, содержащей ЛЧМ-сигнал

В рамках исследования, результаты которого представлены в данной статье, ставилась задача найти ответы на следующие важные вопросы:

Установить, возможна ли фильтрация системой, показанной на рис. 1 и рассмотренной в работах [1-9], неклассифицированной выборки наблюдения, содержащей полезный ЛЧМ-сигнал, при отсутствии или минимальности искажений его формы, и если возможна, то при каких условиях.

Определить, какой из методов СА СВР при формировании коэффициентов адаптивного фильтра обеспечивает наилучшее подавление коррелированных дискретных помех (в нашем случае «ангелов») при обработке неклассифицированной выборки наблюдения, содержащей полезный ЛЧМ-сигнал, не искажая форму этого сигнала.

Следует сразу оговориться, что многие значения параметров рассматриваемых сигналов и адаптивной системы были выбраны с целью удобства наглядного представления результатов обработки входных выборок данных. Также необходимо отметить, что в рассматриваемом случае адаптивный режекторный фильтр с перекрестным управлением коэффициентами располагался до фильтра сжатия, то есть считалось, что система СДЦ, содержащая этот фильтр, имеет классическую структуру.

Рассмотрим теперь подробнее сами сигналы – полезный и помеху. В качестве помех мы будем рассматривать «ангелы», то есть оптически ненаблюдаемые объекты, но видимые в радиолокационном диапазоне. Полезный сигнал в комплексной форме будет описываться выражением:

$$\dot{S}(t) = a_s(t) \cdot e^{i\varphi_s(t)}, \quad a_s(t-t_0) = \begin{cases} a_{s0}, & |t-t_0| \leq T/2, \\ 0, & |t-t_0| \geq T/2, \end{cases} \quad (2)$$

где $T = t_k - t_n$ – длительность ЛЧМ-сигнала, $t_0 = \frac{(t_k + t_n)}{2}$, t_n – время начала импульса, t_k – время окончания импульса, a_{s0} – амплитуда прямоугольной огибающей, а $\varphi_s(t)$ представляет собой следующее выражение:

$$\varphi_s(t) = 2\pi f_s \cdot \left(1 + \frac{\Delta f}{Tf_0} t \right) \cdot t,$$

где f_s – доплеровский сдвиг начального значения несущей частоты ЛЧМ-сигнала, Δf – ширина спектра входного ЛЧМ-сигнала ($\Delta f = f_k - f_n = f_k - f_0$, где $f_n \equiv f_0$ и f_k – начальное и конечное значения несущей частоты ЛЧМ-сигнала).

Поскольку «ангелы» представляют собой эхо-отклики, практически аналогичные полезному сигналу, но с меньшими доплеровскими сдвигами частот, то для их описания можно записать следующее выражение

$$\dot{x}(t) = a_c(t) \cdot e^{i\varphi_c(t)} + a_m(t) \cdot e^{i\varphi_m(t)}, \quad (3)$$

где выражения для амплитуд и фаз соответственно пассивной помехи ($a_c(t)$ и $\varphi_c(t)$) и эхо-отклика от местного предмета ($a_m(t)$ и $\varphi_m(t)$) весьма сходны с выражением (1). Таким образом, входной сигнал, являющийся источником неклассифицированной выборки наблюдения, будет представляться в виде

$$\dot{z}(t) = \dot{s}(t) + \dot{x}(t) + \dot{\eta}(t), \quad (4)$$

где полезный сигнал $\dot{s}(t)$ и коррелированная помеха $\dot{x}(t)$ описываются соответственно выражениями (1) и (2), а $m \dot{\eta}(t)$ – белый шум с нормальным распределением и СКО (средне-квадратичное отклонение) $\delta = 0,1$

В рассматриваемом далее случае параметры сигналов и системы следующие: $a_{s0} = 1$ (некоторая условная нормировочная единица), $a_{c0} = 2$, $a_{m0} = 3$, $T = 51,2$ мкс, $f_s = 350$ Гц, $\Delta f = 10/20$ МГц (соответственно база ЛЧМ-сигнала $m = 512/1024$), $f_{01} = 500$ МГц (начальное значение несущей для первого канала обработки адаптивного фильтра), $f_{02} = 550/700$ МГц. Для удобства построения спектров сигналов принимаем $N = 512$ элементов входной неклассифицированной выборки, содержащих весь ЛЧМ-импульс (один импульсный объем). Частота дискретизации при этом составляет $f_d = 10$ МГц, порядок фильтра при всех испытаниях равен 6 (для сравнения с результатами предыдущих публикаций).

На рис. 2 показаны спектры входных неклассифици-

рованных выборок данных с параметрами $\Delta f = 10$ МГц, $f_{01} = 500$ МГц, $f_{02} = 550$ МГц. Пунктирной линией показан спектр выборки I канала, а сплошной – II канала. Здесь и далее по оси ОХ отложена частота в Гц ($n \cdot 1000 / N$ Гц, $n \in \{0; 255\}$, n – номер точки), а по оси ОУ – значение амплитуды в дБ. Через «/» в пояснениях к рисункам указаны частотные параметры сигналов, при которых получены результаты исследований.

На рис. 3 представлены результаты обработки входной выборки в I канале фильтра (согласно рис. 1) при формировании коэффициентов на основе входной выборки из II канала по алгоритму Берга [10-12] (здесь и ниже выходным каналом системы на рис. 1 будем считать канал с меньшей частотой несущей, то есть I частотный канал, что делается для облегчения некоторых вычислительных операций и в силу произвольности выбора выходного канала нашей адаптивной системы). Здесь, как и в дальнейшем, черной пунктирной линией показан спектр входной выборки I канала, пунктирной с точкой – спектр этой же выборки после обработки с перекрестным управлением коэффициентами, черной сплошной – после обработки фильтром с коэффициентами, формируемыми на базе выборки из этого же канала. Видно, что, несмотря на достаточно хорошее подавление пассивной помехи (на 13 и 21 дБ, соответственно), происходит не только некоторое подавление, но и искажение полезного ЛЧМ-сигнала (до 1-2 дБ, если сравнивать по краям спектра).

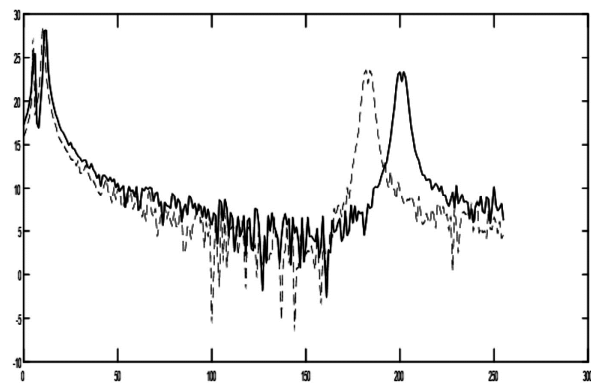


Рис. 2. Спектры входных сигналов для выборок с разными стартовыми несущими частотами; $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 10 / 500 / 550$ МГц

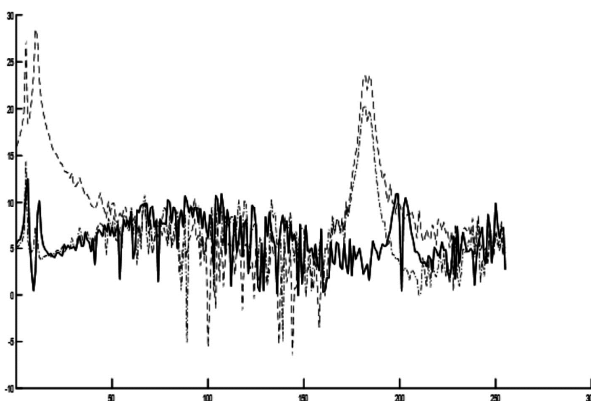


Рис. 3. Спектры входного и выходных сигналов после фильтрации по методу Берга, $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 10 / 500 / 550$ МГц

На рис. 4 показаны весьма похожие результаты для случая формирования коэффициентов фильтра по методу Прони [10, 11, 13].

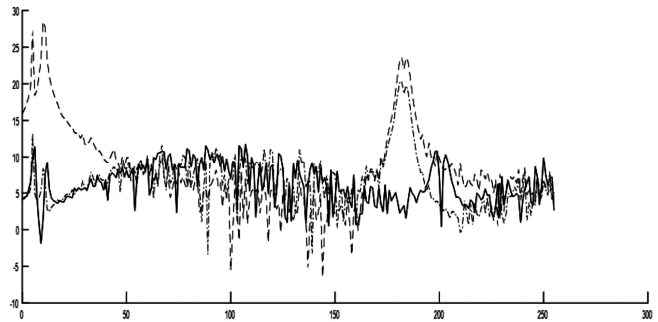


Рис. 4. Спектры входного и выходных сигналов, содержащих полезный ЛЧМ-отклик, при фильтрации по методу Прони; $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 10 / 500 / 550$ МГц

Можно заметить, что в этом случае первая компонента помехи подавляется на 1 дБ лучше, а вторая – на 1-1,5 дБ хуже, полезный же сигнал искажается так же, как и в предыдущем случае. Что касается методов Юла-Уокера, максимальной энтропии и линейного предсказания [10-12], то результаты фильтрации входных выборок при формировании весовых коэффициентов на основе этих методов показали (как и в работах [1-6] для случая неизменной несущей) худшее подавление пассивных помех, чем в рассмотренных выше случаях, при этом обеспечивая практически идентичное искажение ЛЧМ-сигнала. Поэтому результаты применения этих методов СА СВР для формирования коэффициентов адаптивного фильтра здесь не приводятся.

Однако и метод Штиглица-МакБрайда [14, 15], обеспечивавший наилучшее подавление пассивных помех в случаях постоянной несущей и потому считавшийся лучшим методом СА СВР в предыдущих работах [2, 4-9], посвященных данной тематике, также дал на первый взгляд неожиданно плохой результат (рис. 5).

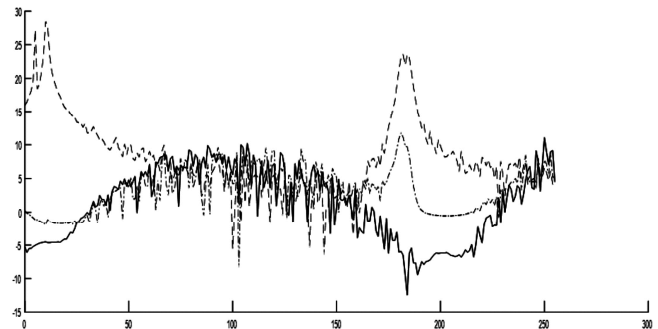


Рис. 5. Спектры входного и выходных сигналов, содержащих полезный ЛЧМ-отклик, при фильтрации по алгоритму Штиглица-МакБрайда; $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 10 / 500 / 550$ МГц

Обеспечивая по-прежнему хорошую режекцию пассивных помех, данный метод в случае применения его при указанных выше параметрах сигналов и адаптивной системы создает наибольшее искажение и подавление полезного ЛЧМ-сигнала, что делает такую технику фильтрации абсолютно неприменимой.

Тем не менее, несмотря на представленные выше неудовлетворительные результаты работы адаптивного фильтра при использовании всех методов СА СВР, в

ходе проведенного исследования было найдено условие, накладываемое на связь частотных параметров зондирующих сигналов, при котором обеспечивается такое же подавление пассивных помех, как и в случае постоянной несущей (для соответствующих методик СА СВР), при том, что форма ЛЧМ-сигнала полностью сохраняется:

$$|f_{02} - f_{01}| \gg \Delta f, \text{ т.е. } \min |f_{02} - f_{01}| \approx 10\Delta f. \quad (5)$$

Справедливость данного критерия хорошо иллюстрируется рис. 6 и 7.

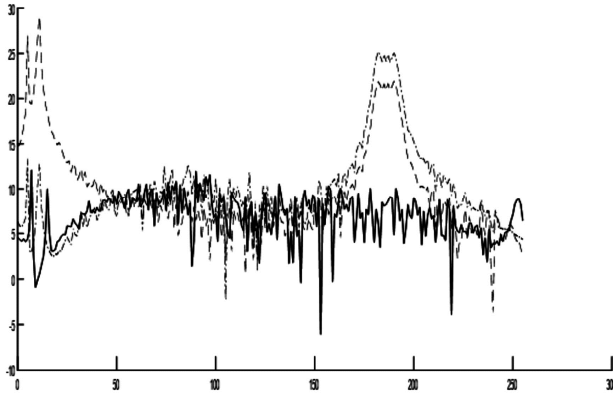


Рис. 6. Спектры входного и выходных сигналов после фильтрации по методу Прони, $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 20 / 500 / 550$ МГц

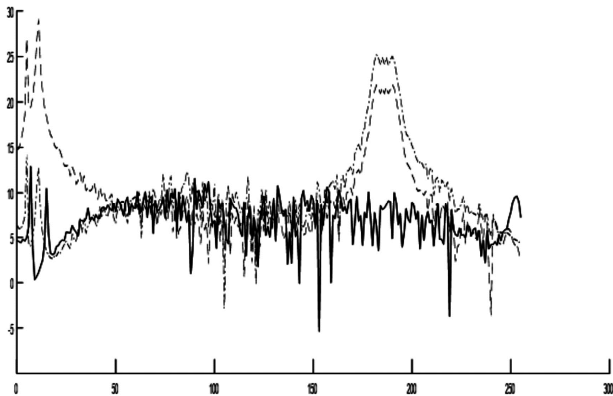


Рис. 7. Спектры входного и выходных сигналов после фильтрации по методу Берга, $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 20 / 500 / 550$ МГц

На данных рисунках показаны результаты фильтрации при формировании коэффициентов по методам Прони и Берга соответственно: $\Delta f = 20$ МГц, $f_{01} = 500$ МГц, $f_{02} = 700$ МГц. Видно, что в этом случае спектры полезных ЛЧМ-сигналов не только не искажаются, но и происходит усиление этих сигналов на 2,5-3,0 дБ при сохранении почти такого же качества фильтрации пассивных помех (составляющая $a_c(t)$ помехи $\dot{x}(t)$ из выражения (2) подавляется несколько хуже). Если же при заданных выше значениях Δf , f_{01} и f_{02} использовать алгоритм Штиглица-МакБрайда для формирования коэффициентов фильтра, то результат иллюстрирует рис. 8. Хорошо заметно, что при таких значениях частот спектр ЛЧМ-импульса искажается значительно меньше, при этом уровень полезного сигнала возрастает на 5-6 дБ, а уровни обеих компонент помехи по-прежнему снижают-

ся до 3-3,5 дБ. Однако, в силу по-прежнему существенных искажений полезного сигнала (разница до 1,5 дБ, считая по краям спектра), использование данного алгоритма СА СВР для формирования коэффициентов все так же невозможно.

Спектры входных выборок обоих каналов фильтра представлены на рис. 9. Видно, что за счет большого значения f_{02} спектр полезного ЛЧМ-сигнала во II канале фильтрации практически не помещается в пределах выбранного нами доплеровского диапазона в 500 Гц (упирается в ограничение Найквиста по доплеровской частоте).

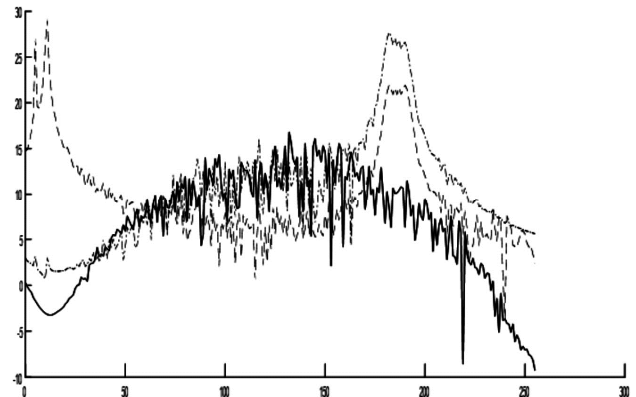


Рис. 8. Спектры входного и выходных сигналов после фильтрации по методу Штейглица-МакБрайда; $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 20 / 500 / 700$ МГц

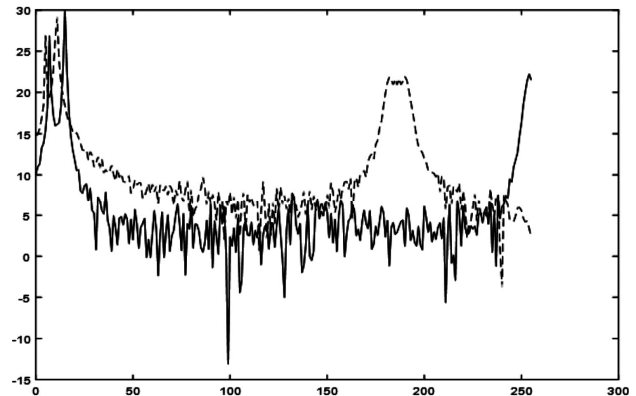


Рис. 9. Спектры входных сигналов для выборок с разными стартовыми несущими частотами; $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 20 / 500 / 700$ МГц

Причиной недостаточной эффективности применения метода Штиглица-МакБрайда при наличии в выборке полезного ЛЧМ-сигнала в случаях, проиллюстрированных на рис. 5 и рис. 8, является особенность этого алгоритма, заключающаяся, как уже указывалось в работах [2-6], в среднеквадратичной сходимости импульсной характеристики адаптивного фильтра к входной неклассифицированной выборке, на основе которой эта характеристика формируется. Исходя из данной особенности и эмпирических данных, полученных в ходе выполнения данной работы, установлено, что алгоритм Штиглица-МакБрайда можно эффективно применять при выполнении следующего условия:

$$|f_{02} - f_{01}| \geq 20\Delta f. \quad (6)$$

На рис. 10 показаны результаты фильтрации при

применении метода Штиглица-МакБрайда и выполнении указанного условия (4) по нижней границе. Параметры сигналов и системы в этом случае: $\Delta f = 10$ МГц, $f_{01} = 500$ МГц, $f_{02} = 700$ МГц. В этом случае разница в уровнях кромок полезного ЛЧМ-импульса составляет менее 0,4 дБ, т.е. полезный сигнал практически не искажается. Для сравнения на рис. 11 приведены результаты фильтрации с использованием метода Прони при тех же значениях всех частот. Хорошо видно, что качество передачи полезного сигнала практически такое же, как и для метода Штиглица-МакБрайда, при этом пассивные помехи подавляются гораздо хуже (на 9 и 8 дБ, соответственно). При этом полезный сигнал в случае применения последнего усиливается на 6 дБ, а в случае применения метода Прони – на 3 дБ. Результаты применения других методов СА СВР для формирования коэффициентов фильтра при указанных выше значениях Δf и f_{01} / f_{02} здесь не приводятся, поскольку они не лучше результатов применения метода Прони.

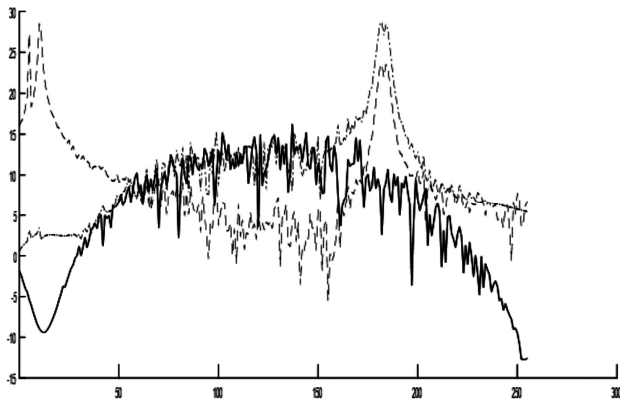


Рис. 10. Спектры входного и выходных сигналов после фильтрации по методу Штиглица-МакБрайда; $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 10 / 500 / 700$ МГц

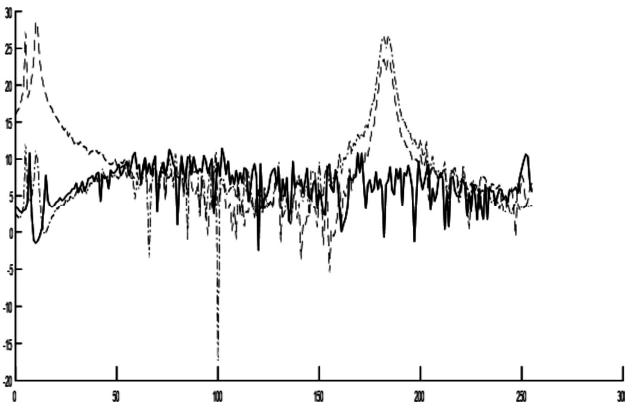


Рис. 11. Спектры входного и выходных сигналов после фильтрации по методу Прони; $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 10 / 500 / 700$ МГц

Однако все сказанное выше справедливо для амплитудных спектров ЛЧМ-сигнала. Если же рассматривать фазовый спектр сигнала, прошедшего через режекторный фильтр с перекрестными связями, то мы столкнемся с неприятной картинкой – рис. 12. Черной пунктирной линией обозначается спектр входной выборки, а красной пунктирной – выходной выборки после перекрестной адаптивной фильтрации. Хорошо видно, что в интересующей нас области в районе доплеровской

частоты $f_s = 350$ Гц фаза ЛЧМ-сигнала, прошедшего через режекторный фильтр, представляет собой ярко выраженную нелинейную функцию, полученную из исходной нелинейной квадратичной функции фазы входного ЛЧМ-сигнала посредством нелинейного преобразования. Лучше всего это видно на ФЧХ рассматриваемых адаптивных фильтров с разными технологиями формирования весовых коэффициентов – рис. 13 и рис. 14.

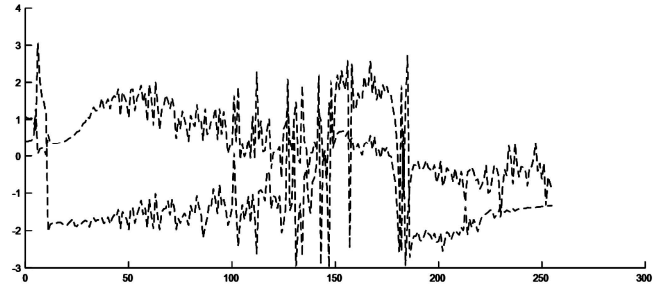


Рис. 12. Фазовые спектры входного и выходного сигналов, содержащих полезный ЛЧМ-отклик, при фильтрации по алгоритму Штиглица-МакБрайда; $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 10 / 500 / 550$ МГц

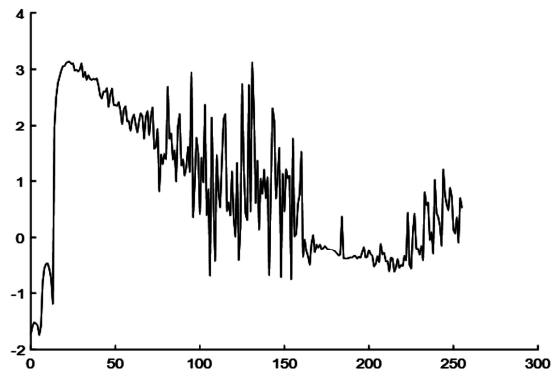


Рис. 13. ФЧХ режекторного фильтра с весовыми коэффициентами, формируемыми по методу Прони, $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 20 / 500 / 700$ МГц

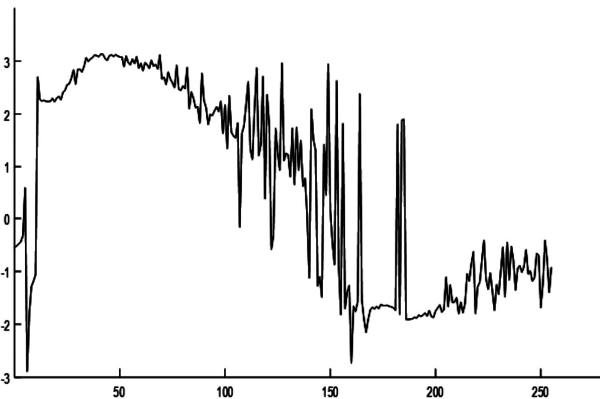


Рис. 14. ФЧХ режекторного фильтра с весовыми коэффициентами, формируемыми по методу Штиглица-МакБрайда, $\Delta f / f_{01} / f_{02} = 20 / 500 / 700$ МГц

Видно, что в районе сосредоточения спектра полезного сигнала (в области 180-187 точки) происходят резкие знакопеременные скачки фазы, причем для метода Прони искажение фазы меньше, чем для метода Штиглица-МакБрайда. Результат вполне закономерный, если учесть, что рассматриваемый фильтр является адаптивной системой с перекрестным управлением коэффициентами.



Попытаемся аналитически определить искажения выходного ЛЧМ-сигнала прошедшего фильтр сжатия по сравнению с «чистым» полезным входным сигналом, прошедшим этот же фильтр. Предполагаем, что выполняются найденные выше условия неискажения амплитудного спектра ЛЧМ-сигнала вида (4) и (5) для соответствующих методов формирования весовых коэффициентов адаптивного режекторного фильтра. Чисто математически сигнал на выходе согласованного фильтра будет представлять собой свертку входного сигнала с импульсной характеристикой фильтра и в то же самое время будет являться обратным преобразованием Фурье от своего комплексного спектра:

$$\dot{c}(t) = \dot{s}(t) * \dot{h}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{C}(j\omega) e^{-j\omega t} d\omega, \quad (6)$$

где $\dot{C}(j\omega)$ – спектр выходного сигнала, $\dot{h}(t)$ – импульсная характеристика согласованного фильтра, кроме того, для начала будем считать, что на согласованный фильтр подается «чистый» сигнал. Для согласованного фильтра, как известно, импульсная характеристика представляется в виде $\dot{h}(t) = \dot{s}^*(T-t)$, ее спектр, то есть частотная характеристика, представляет собой функцию $\dot{H}(j\omega) = \dot{S}^*(j\omega) e^{-j\omega T}$. Соответственно спектр выходного сигнала $\dot{C}(j\omega) = \dot{S}(j\omega) \dot{H}(j\omega)$, а выражение (5) для выходного сигнала примет вид:

$$\begin{aligned} \dot{c}(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{S}(j\omega) \dot{S}^*(j\omega) e^{-j\omega(t-T)} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{S}(j\omega) \dot{S}^*(j\omega) e^{-j\omega t} d\omega, \end{aligned} \quad (7)$$

где $t' = t - T$.

Данное выражение справедливо для случая поступления на вход согласованного фильтра «чистого» ЛЧМ-сигнала. Поскольку в нашем случае входной комплексный сигнал $\dot{z}(t)$ представляет собой смесь трех различных компонент (см. выражение (3)), которая проходит режекторный фильтр с перекрестными связями, то (несмотря на почти полное подавление помеховой составляющей при соответствующих условиях на разность несущих частот и ширину спектра ЛЧМ) на входе согласованного доплеровского фильтра будет по-прежнему смесь трех различных сигнальных компонент, причем фазовый спектр полезного сигнала на выходе режекторного фильтра значительно отличается от спектра этого же сигнала на его входе и, соответственно, от спектра зондирующего импульса. Будем обозначать полезный сигнал после прохождения режекторного фильтра как $\dot{\tilde{z}}(t)$, а его спектр – как $\dot{\tilde{S}}(j\omega)$. Выясним, насколько отличия в фазовых спектрах зондирующего и прошедшего перекрестную фильтрацию сигналов, показанные на рис. 12 влияют на вид выходного сигнала согласованного фильтра. Спектр полезной составляющей входного сигнала согласованного фильтра – выходного сигнала режекторного фильтра:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{S}}(j\omega) &= |\dot{\tilde{S}}(j\omega)| e^{j \arg(\dot{\tilde{S}}(j\omega))} = \\ &= \tilde{S}(\omega) e^{j\tilde{\psi}(\omega)} \cong k \dot{S}(j\omega) e^{j\theta(\omega)}, \quad \theta(\omega) = \tilde{\psi}(\omega) - \psi(\omega). \end{aligned} \quad (8)$$

В данном выражении учтено, что при соблюдении найденных нами условий (4) или (5) (для соответствующих методик формирования весовых коэффициентов) амплитудные спектры входного и выходного полезного сигналов совпадают с точностью до некоторого масштабирующего множителя k , а фазовые спектры различаются на некоторую нелинейную, как видно из рис. 12 или 13, ФЧХ $\theta(\omega)$ адаптивного режекторного фильтра. Здесь $\tilde{\psi}(\omega)$ и $\psi(\omega)$ – фазовые спектры выходного и входного сигналов соответственно. Для упрощения дальнейших математических выкладок будем считать, что на вход согласованного фильтра подается только искаженный полезный ЛЧМ-сигнал, хотя в силу сказанного выше это совсем не так. Предположим, что за счет корреляционной обработки, осуществляемой согласованным фильтром, и малый уровень остатков помеховой составляющей, и белый шум, содержащийся в реальном входном сигнале, не будут оказывать сколько-нибудь существенного влияния на результат согласованной фильтрации, поэтому в данном рассмотрении мы ими пренебрегаем. Ниже, при рассмотрении результатов экспериментов с реальным входным сигналом, будет хорошо видно, что это действительно так. Подставляя $\dot{\tilde{S}}(j\omega)$ вместо $\dot{S}(j\omega)$ в выражение (6) и учитывая выражение для спектра искаженного ЛЧМ-сигнала (7), получим следующее выражение для выходного сигнала согласованного доплеровского фильтра:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{c}}(t') &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{\tilde{S}}(j\omega) \dot{S}^*(j\omega) e^{-j\omega t'} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} k |\dot{S}(j\omega)|^2 e^{-j(\omega t' - \theta(\omega))} d\omega. \end{aligned} \quad (9)$$

Посредством достаточно сложных математических преобразований, включающих в себя нахождение распределения квазистохастической величины $\theta(\omega)$ на основании учета перекрестной технологии формирования ее по методу Штиглица-МакБрайда, можно установить, что $|\dot{\tilde{c}}(t')| \approx k |\dot{c}(t')|$ (точнее, $|\dot{\tilde{c}}(t')|^2 \approx k^2 |\dot{c}(t')|^2$, кроме момента времени $t' = 0$, что соответствует моменту времени $t = T$). То есть, другими словами, прошедший согласованный фильтр выходной сигнал адаптивного режекторного фильтра, содержащий полезный ЛЧМ-сигнал, сходится к масштабированной по амплитуде копии выходного сигнала согласованного фильтра для случая обработки «чистого» ЛЧМ-импульса в среднеквадратичном. Результат согласованной фильтрации реального сигнала $\dot{z}(t)$, прошедшего предварительную режекторную фильтрацию, изображен на рис. 14 в сравнении с выходным сигналом согласованного фильтра при «чистом» входном ЛЧМ-сигнале. Здесь и в дальнейшем по оси ординат откладывается амплитуда в дБ, а по оси абсцисс – время в мкс ($n * 0,1$ мкс, где n – номер точки). Поскольку центральный пик превышает боковые лепестки всего на 11-13 дБ, а для большинства практических задач необходимо подавлять боковые лепестки минимум на 30 дБ, то при согласованной обработке, безусловно необходимо использовать амплитудное взвешивание, например, гауссовым окном. Однако данный вопрос непосредственно не связан с тематикой статьи,

поэтому здесь мы его рассматривать не будем. Можно лишь сказать, что результаты применения амплитудного взвешивания при обработке сигнала $\dot{s}(t)$ полностью аналогичны результатам (для соответствующих окон) обработки «чистого» сигнала $\dot{s}(t)$.

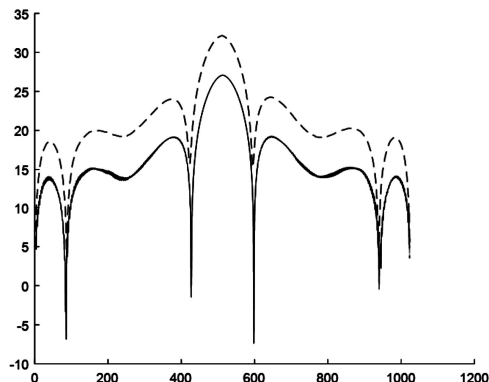


Рис. 15. Абсолютные амплитудные значения (в дБ) выходных сигналов после согласованной фильтрации «чистого» ЛЧМ-сигнала (чёрная сплошная линия) и выходного сигнала адаптивного режекторного фильтра (красный пунктир)

На рис. 14 все же заметны некоторые небольшие искажения выходного сигнала согласованного фильтра по времени, в частности, главный лепесток смещен к началу оси времени и ширина его несколько больше ширины главного лепестка при «чистом» сигнале.

Заключение

Таким образом, подводя итог всему исследованию, проведенному в данной статье, можно сформулировать следующие основные выводы:

1. Применение для формирования весовых коэффициентов предложенного в работах [1-9] адаптивного режекторного фильтра-обелителя с перекрестными связями, методов СА СВР, таких, как метод Берга, Юла-Уокера, максимальной энтропии, линейного предсказания и Прони в случае применения ЛЧМ-импульсов в качестве зондирующих сигналов целесообразно только в случае выполнения условия (4). Только тогда полезный ЛЧМ-сигнал проходит адаптивный фильтр практически неискаженным. Использование же для формирования весовых коэффициентов метода Штейглица-МакБрайда в случае выполнения условия (4) и не выполнения условия (5) приводит к искажению полезного сигнала. В ходе работы было установлено, что применение метода Штейглица-МакБрайда возможно только при выполнении условия (5).

2. Если ширина спектра полезного ЛЧМ-сигнала Δf и разнос стартовых частот ЛЧМ-сигналов в обоих каналах обработки f_{01} и f_{02} такие, что выполняется условие (5), то применение для формирования весовых коэффициентов фильтра в этих каналах метода Штейглица-МакБрайда позволяет достичь наибольшей эффективности в плане подавления дискретных коррелированных помех по сравнению с другими методами СА СВР. Данное утверждение справедливо, как было в данной работе показано, при использовании в качестве режекторного фильтра, стоящего перед фильтром сжатия, адаптивной системы с перекрестными связями для случая применения в качестве зондирующих сигналов ЛЧМ-импульсов.

3. Если при использовании исследуемого адаптивного режекторного фильтра с перекрестными связями для обработки

входных сигналов на разных несущих соблюдаются условия на соответствующие частоты в виде (5), при формировании весовых коэффициентов по алгоритму Штейглица-МакБрайда, или (4), при формировании коэффициентов на основании любого другого метода СА СВР, то после сжатия выходных сигналов адаптивного фильтра обычным согласованным фильтром, последние соответствуют отмасштабированной копии выходного сигнала того же фильтра сжатия при обработке «чистого» ЛЧМ-импульса в среднеквадратичном смысле.

Выражаю благодарность Бартеневу В.Г. за постановку задачи.

Литература

1. Бартенев В.Г. Способ адаптивной фильтрации дискретных помех. Патент № 2341015 по заявке № 2007101649 от 17.01.07. Публикация ФМПС в Бюл. №21 от 27.07.08.
2. Гордеев А.Ю., Бартенев В.Г. Способ адаптивной фильтрации дискретных помех. Заявка на патент № 201314267208 от 19.09.13. Публикация ФИПС в Бюл. №9 от 27.03.15.
3. Бартенев В.Г. Адаптивный решетчатый фильтр для подавления дискретных коррелированных помех. Доклад на 10-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение» DSPA-2008. Москва, 26-28 марта, 2008, – С. 164-168.
4. Бартенев В.Г., Гордеев А.Ю. Применение методов Прони и Штейглица-МакБрайда для формирования весовых коэффициентов при адаптивной фильтрации неклассифицированных выборок наблюдения. Труды 14-ой Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение» DSPA-2012. Москва, 2012, С. 257-260.
5. Бартенев В.Г., Гордеев А.Ю. Новый способ формирования весовых коэффициентов при адаптивной фильтрации неклассифицированных выборок наблюдений // Цифровая обработка сигналов. 2012, №2, – С. 65-67.
6. Бартенев В.Г., Гордеев А.Ю. Сравнительный анализ эффективности адаптивной фильтрации по методу Прони и Штейглица-МакБрайда. // Сборник трудов 61 НТК МИРЭА. 2012. Ч. 3. – С. 55-60.
7. Бартенев В.Г., Гордеев А.Ю. Новый способ разработки двухчастотного классификатора дискретных коррелированных помех. // Сборник докладов Всероссийской конференции РСПОВИ 2013. Смоленск, 2013, – С. 196-199.
8. Гордеев А.Ю. Сравнительный анализ эффективности различных методов спектрального анализа сверхвысокого разрешения для фильтрации неклассифицированных выборок наблюдения. // Материалы 69-й Международной конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» REDS-2014. Москва, 2014. – С. 37-41.
9. Гордеев А.Ю., Яцышен В.В. Перспективные методы повышения эффективности подавления пассивных помех системами селекции движущихся целей // Электромагнитные волны и электронные системы. 2015, Т.20, №3. С. 40-52.
10. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
11. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. СПб., 2002.
12. Burg I. P. Maximum Entropy Spectral Analysis. Proc. 37th Meeting of the Society of Exploration Geophysicists. Oklahoma City, Okla., October 1967.
13. Parks, Thomas W., and C. Sidney Burrus. Digital Filter Design. New York: John Wiley & Sons, 1987, pp 226–228.
14. Steiglitz, K., and L. E. McBride. «A Technique for the Identification of Linear Systems.» IEEE® Transactions on Automatic Control. Vol. AC-10, 1965, pp. 461–464.
15. Ljung, Lennart. System Identification: Theory for the User. 2nd Edition. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1999, p. 354.

СИНТЕЗ ЦЕЛОЧИСЛЕННЫХ ЦИФРОВЫХ КИХ-ФИЛЬТРОВ С ЛИНЕЙНОЙ ФАЗОЙ

Бугров В.Н., к.т.н., доцент Нижегородского государственного университета имени Н.И. Лобачевского, e-mail: bug@rf.unn.ru;

Морозов Н.С., зав. лабораторией Нижегородского государственного университета имени Н.И. Лобачевского, e-mail: nsmorozov@rf.unn.ru.

INTEGER DESIGN OF FIR FILTERS WITH LINEAR PHASE

Bugrov V.N., Morozov N.S.

This paper presents the formulation and solution of the problem of synthesis of digital FIR-filter with linear phase by integer nonlinear mathematical programming. The article considers solutions of the problem of synthesizing an FIR-filter with symmetrical and with free integer coefficients. Comparative evaluation of selective ability according to the results of software implementation of those integer filters on a digital platform is presented.

Key words: the digital FIR-filter, multifunctional synthesis, integer nonlinear programming, digital filter with linear phase, integer design.

Ключевые слова: цифровой КИХ-фильтр, многокритериальный синтез, целочисленное нелинейное программирование, цифровой фильтр с линейной фазой, целочисленное проектирование.

Введение

Линейность фазовой характеристики является одним из ключевых требований к цифровым фильтрам, осуществляющим селекцию полезного сигнала в заданном частотном диапазоне. Нелинейность фазы коэффициента передачи фильтра может вызывать значительные искажения полезного сигнала при его частотной селекции, что делает невозможным практическое использование такого фильтра в широком спектре задач цифровой обработки сигналов (ЦОС). Поэтому современные требования весьма жёстко регламентируют фазовую линейность коэффициента передачи цифрового фильтра – фазовые искажения $\Delta\varphi(\omega)$ для большинства приложений ЦОС не должны превышать 1–3 градусов в рабочей полосе частотной селекции полезного сигнала.

Цифровой КИХ-фильтр является, как известно, дискретной системой, для которой соотношение между входной x_n и выходной y_n временными последовательностями определяется уравнением линейной свёртки

$$y_n = \sum_{k=0}^N h_k \cdot x_{n-k}, \quad (1)$$

где постоянные коэффициенты h_k являются отсчётами импульсной характеристики фильтра. Входное окно фильтра составляет $N+1$ отсчётов, при этом значение N определяет порядок КИХ-фильтра. Его передаточная функция имеет вид

$$H(z) = \sum_{k=0}^N h_k \cdot z^{-k},$$

а частотная характеристика представляет собой тригонометрический полином:

Приводится постановка и решение задачи синтеза КИХ-фильтра с линейной фазой методами дискретного программирования. Рассмотрены варианты решения задачи синтеза целочисленного КИХ-фильтра с симметричными и свободными коэффициентами. Проводится сравнительная оценка их селективной способности по результатам программной реализации фильтров на целочисленной цифровой платформе.

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{k=0}^N h_k e^{j\omega k} = |H(e^{j\omega})| e^{j\phi(\omega)}. \quad (2)$$

С фазо-частотной характеристикой (ФЧХ) фильтра $\varphi(\omega)$ связаны фазовая τ_p и групповая (ГВЗ) τ_g задержки, определяемые соотношениями:

$$\tau_p(\omega) = -\frac{\varphi(\omega)}{\omega} \quad \text{и} \quad \tau_g(\omega) = -\frac{\partial\varphi(\omega)}{\partial\omega}.$$

Классическим вариантом обеспечения линейности фазовой характеристики КИХ-фильтра является, как известно, условие симметрии (или антисимметрии) его импульсной характеристики:

$$h_k = \pm h(N-k), \quad k = 0, 1, 2, \dots, N \quad (3)$$

Принято считать, что данное условие оказывается полезным и с точки зрения размерности задачи синтеза фильтра, поскольку оно приводит к уменьшению числа переменных (искомых коэффициентов фильтра) в два раза, забывая, правда, о том, как это отразится на селективной способности фильтра. Ведь данное условие определяет теоретическую линейность фазы коэффициента передачи на всём главном интервале цифровых частот от нуля и до частоты Найквиста, то есть как в полосе пропускания фильтра, так и в переходной полосе и полосе непропускания. Требование линейности фазы в полосе пропускания фильтра (то есть по отношению к полезному сигналу) совершенно корректны и необходимы, как мы уже отмечали. Однако вне полосы пропускания по отношению к бесполезным сигналам фазовая линейность коэффициента передачи совершенно избыточна – ведь подавлять сигналы можно при любой фазе коэффициента передачи цифрового фильтра.

На сегодняшний день классическими методами расчета КИХ-фильтров с линейной фазой являются, как известно, методы взвешивания с помощью окна, методы частотной выборки, методы расчета оптимальных (по Чебышеву) фильтров и некоторые другие подходы [1–6]. Данные методы, однако, не позволяют спроектировать КИХ-фильтр с линейностью фазы только в требуемой полосе пропускания. Другой особенностью является то, что классическое проектное решение может быть получено только в вещественном или даже комплексном (для структур с частотной выборкой, например) многомерном пространстве состояний, что существенно осложняет или даже делает невозможным реализацию такого решения на цифровых платформах с целочисленной арифметикой цифровых вычислений, прежде всего на программируемой логике и микроконтроллерах.

Целью данной публикации является:

1) рассмотреть решение задачи синтеза КИХ-фильтра, реализуемого на основании свёртки (1) и обеспечивающего линейность ФЧХ только в требуемой полосе пропускания фильтра;

2) получить решение данной задачи в целочисленном пространстве состояний, что позволит легко его реализовать на любых целочисленных цифровых платформах;

3) оценить на конкретном примере уровень выигрыша в селективности данного решения по сравнению с вариантом классической симметрии импульсной характеристики фильтра.

В работах [7–9] была показана возможность решения такой задачи, то есть обеспечения технической линейности фазы только в полосе пропускания, для целочисленного БИХ-фильтра при его проектировании методами целочисленного нелинейного программирования (ЦНП). В данной статье рассматривается возможность применения данного подхода и для синтеза каскадных целочисленных КИХ-фильтров с линейной ФЧХ.

Моделирование целочисленного КИХ-фильтра

Среди множества структур построения КИХ-фильтров на практике наиболее часто используется каскадная (последовательная) структура. Передаточная функция для целочисленного КИХ-фильтра, состоящего из каскадного соединения m -звеньев второго порядка, имеет следующий вид [8, 9]:

$$H(z) = \prod_{i=1}^m \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{a_{0i}}, \tag{4}$$

где комплексная переменная $z = e^{j\omega}$, а $\omega = \frac{2\pi f}{F_d}$ – приведенная круговая частота.

Принципиальной особенностью является принадлежность коэффициентов b_k и a_0 знакопеременному ряду целых чисел, который может быть как натуральным, так и биномиальным (для нормирующего коэффициента a_0). Интервал изменения коэффициентов при этом определяется разрядностью представления данных в используемой цифровой платформе. Из соотношения (4) легко получается разностное уравнение для одного звена фильтра:

$$y_n = (b_0x_n + b_1x_{n-1} + b_2x_{n-2})/a_0 \tag{5}$$

Как видно из (5), при вычислении отклика фильтра должна выполняться операция деления на целочисленный коэффициент a_0 , которая может быть реализована операцией сдвига при условии принадлежности каждого i -го нормирующего коэффициента биномиальному целочисленному ряду:

$$a_{0i} \in \{2^q\}, \quad q = 0, W_k \quad i = \overline{1, m}, \tag{6}$$

где W_k – длина битового слова целочисленных коэффициентов фильтра.

На рис. 1 приведена типичная структура целочисленного нерекурсивного звена, соответствующая уравнению (5). Как видно, при вычислении отклика фильтра y_n кроме традиционных операций сложения, умножения и задержки на такт присутствует операция сдвига на $B = \log_2 a_0$ бит, с помощью которой, как уже сказано, реализуется целочисленное деление на биномиальный коэффициент a_0 .

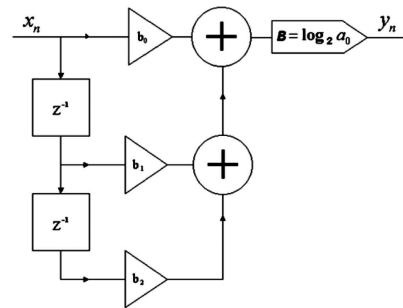


Рис. 1. Структура целочисленного звена КИХ-фильтра

Таким образом, при расчёте отклика КИХ-фильтра используется минимальное количество базовых операций, причём все эти операции целочисленные, что определяет высокое быстродействие фильтра при работе в реальном времени.

Важным достоинством целочисленных фильтров, как известно, является отсутствие процедуры квантования данных (коэффициентов фильтра и результатов промежуточных вычислений) в ходе расчёта отклика фильтра в реальном времени, а, следовательно, и отсутствие таких негативных последствий квантования данных, как искажение частотных характеристик фильтра и появление шумов квантования. Здесь квантование заменено целочисленной дискретизацией многомерного пространства коэффициентов перед синтезом КИХ-фильтра с получением целочисленного решения (вектора целочисленных коэффициентов \mathbf{IX}^0) с нулевой ошибкой его реализации на цифровой платформе или кристалле с заданной длиной W_k слова целочисленных коэффициентов.

Что же касается результатов необходимых для расчёта отклика промежуточных вычислений, то все они также являются целочисленными, и при заданной битовой разрядности квантования входного сигнала W_x (в аналого-цифровом преобразователе, например) легко выделить внутренний аккумуляторный регистр с разрядностью

$$W_{ak} = W_x + W_k + 2 \text{ [бит]} \tag{7}$$

для хранения результата целочисленного умножения с накоплением, осуществляемого по алгоритму (5). Колебаний переполнения, то есть возникновения больших

предельных циклов, вызванных переполнением разрядной сетки регистра-аккумулятора, при таком расчёте его разрядности никогда не возникает, особенно если учесть, что накопление результата целочисленного умножения в (5) осуществляется алгебраически, с учётом знака слагаемых, что существенно понижает разрядность результата.

Необходимое масштабирование сигнала в каскадном КИХ-фильтре может быть выполнено прямым введением требования малого разброса коэффициентов передачи отдельных звеньев фильтра непосредственно в ходе его синтеза. Это позволяет каскадному фильтру работать в широком динамическом диапазоне входных сигналов. Формально требование масштабирования записываются двусторонними функциональными ограничениями экстремальной задачи ЦНП-синтеза целочисленного КИХ-фильтра.

Синтез КИХ-фильтра с симметричными коэффициентами

Общая постановка задачи целочисленного нелинейного программирования для машинного синтеза каскадного КИХ-фильтра подробно приведена в работах [8, 9]. Поэтому в данном разделе рассмотрим только решение конкретной задачи синтеза КИХ-фильтра нижних частот с симметричной импульсной характеристикой, что методологией ЦНП легко может быть обеспечено. Требования к АЧХ фильтра представлены на рис. 2. В полосе пропускания 0–480 Гц коэффициент передачи фильтра должен иметь единичное усиление $K = 1.0$, а в полосе непропускания (580–1000 Гц) должен обеспечивать подавление сигнала на уровне не хуже 0.1 при частоте дискретизации $F_d = 2$ кГц.

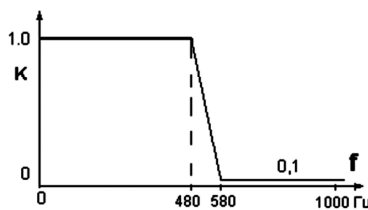


Рис. 2. Требуемая АЧХ фильтра

Обычно при проектировании КИХ-фильтров оперируют не порядком передаточной функции N , а длиной импульсной характеристики L (длиной фильтра или числом отводов), соответствующей $N = L - 1$ порядку передаточной функции. Для определённости выберем вариант чётной импульсной характеристики фильтра длиной $L = 8$ с чётной же её симметрией (рис. 3), когда $h_n = h(L-n)$, $n = 0, 1, 2, \dots, 7$. Такой вариант, как известно, наиболее подходит для реализации фильтров нижних частот.

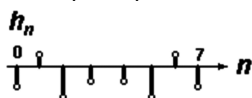


Рис. 3. Чётная симметрия импульсной характеристики

Тогда при целочисленных коэффициентах расчёт отклика фильтра определяется следующим свёрточным уравнением:

$$y_n = \sum_{k=0}^7 \frac{b_k}{a_0} \cdot x_{n-k}.$$

Передаточная функция целочисленного КИХ-фильтра, состоящего из каскадного соединения четырёх звеньев второго порядка, имеет следующий вид:

$$H(z) = \prod_{i=1}^4 \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{a_0}. \quad (8)$$

Задача целочисленного нелинейного программирования для синтеза ФНЧ с чётной симметрией целочисленных коэффициентов и длиной их битового представления $Wk = 13$ записывается так:

$$F^o(\mathbf{IX}^o) = \min F(\mathbf{IX}) \quad (9)$$

$$\mathbf{IX} \in I^4,$$

$$-8191 \leq b_i \leq 8191, \quad i = \overline{1, 4}, \quad (10)$$

$$b_0 = b_7, \quad b_1 = b_6, \quad b_2 = b_5, \quad b_3 = b_4, \quad (11)$$

$$a_0 = 8192. \quad (12)$$

Таким образом, минимизация целевого функционала осуществлялась на 4-мерном целочисленном пространстве параметров в допустимой области их изменения (10) при условии (11) попарного дублирования (симметрии) коэффициентов и с нормирующим коэффициентом (12). Целевой функционал $F(\mathbf{IX})$ данной задачи определялся стандартной среднеквадратичной ошибкой σ выполнения требований к АЧХ фильтра

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{p} \cdot \sum_{n=1}^p [Y_n(\mathbf{IX}) - Y_n^T]^2} \quad (13)$$

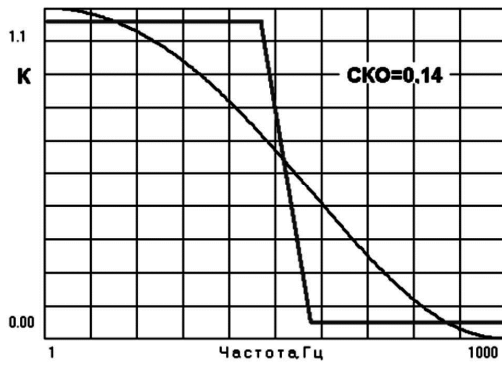
где $Y_n(\mathbf{IX})$ – текущее значение модуля коэффициента передачи фильтра на n -ой дискретной частоте диапазона определения, а Y_n^T – требуемое значение частотной характеристики,

Поисковое итеративное решение экстремальной задачи ЦНП-синтеза (9) в заданном пространстве целочисленных параметров КИХ-фильтра осуществлялось с помощью программного алгоритмического комплекса [9, 10], обращаясь к модельному блоку программы для расчёта текущих функциональных характеристик фильтра. Вектор \mathbf{IX}^o , минимизирующий скалярную целевую функцию на множестве допустимых целочисленных решений (10), является эффективным решением задачи синтеза целочисленного КИХ-фильтра с симметричными коэффициентами. Таким образом, найденное оптимальное решение \mathbf{IX}^o определялось следующими коэффициентами

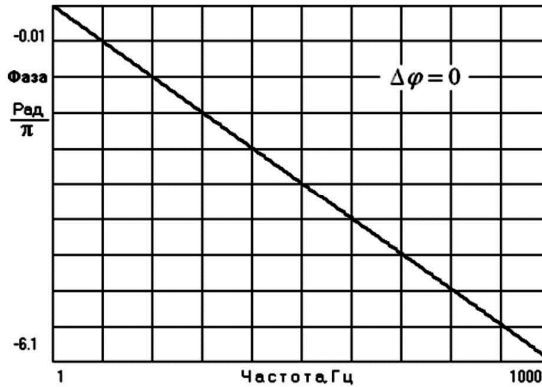
$$\begin{aligned} b_0 = b_7 = -5861, \quad b_1 = b_6 = -6401, \\ b_2 = b_5 = -6349, \quad b_3 = b_4 = 349. \end{aligned} \quad (14)$$

На рис. 4а и 4б приведены АЧХ и ФЧХ фильтра в точке данного целочисленного оптимума. При этом среднеквадратичная ошибка (СКО) выполнения требований к АЧХ фильтра была равна $\sigma = 0,14$, а фаза строго линейна.

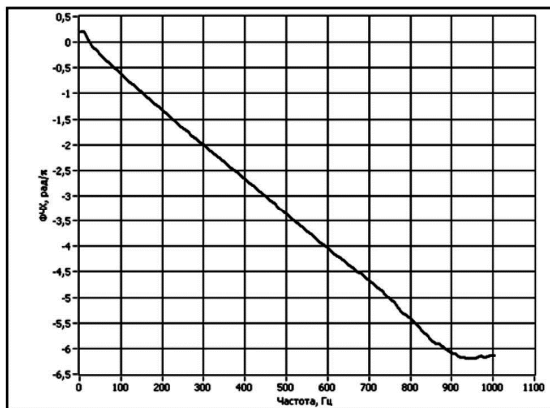
Программная реализация данного решения осуществлялась на целочисленной цифровой платформе – многофункциональном микроконтроллере MSP430F1611 фирмы Texas Instruments [11] с целочисленным RISC-ядром. Отличительными особенностями данного микроконтроллера является его низкое энергопотребление и невысокая стоимость.



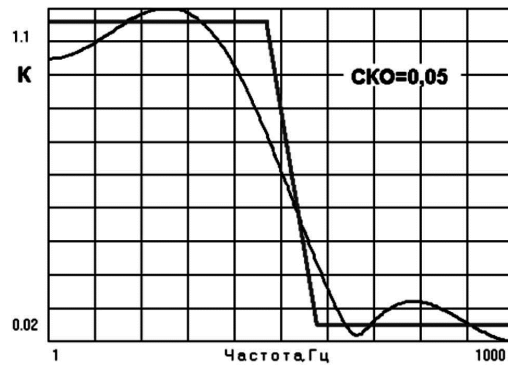
а) требуемая и реальная АЧХ по синтезу



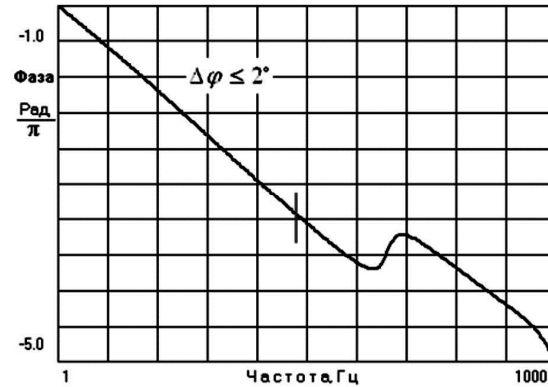
б) ФЧХ фильтра по синтезу



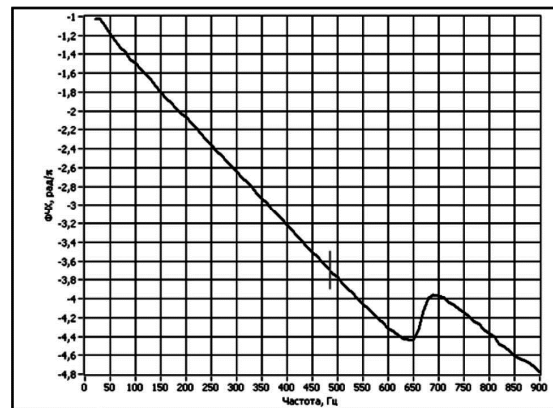
в) экспериментальная ФЧХ фильтра
Рис. 4. Характеристики КИХ-фильтра с симметричными коэффициентами



а) требуемая и реальная АЧХ по синтезу



б) ФЧХ фильтра по синтезу



в) экспериментальная ФЧХ фильтра
Рис. 5. Характеристики КИХ-фильтра со свободными коэффициентами

Измерения АЧХ и ФЧХ фильтра осуществлялись в автоматическом режиме на панорамном измерителе частотных характеристик цифровых фильтров, реализованном в среде виртуальных приборов LabVIEW. Примечательно практически полное соответствие экспериментальных и теоретических (по синтезу) характеристик фильтра, что и характерно для цифровых систем. Экспериментальная ФЧХ данного фильтра приведена на рис. 4в. Предоставляем читателю самому оценить, насколько выполняется теоретическое условие «строгой линейности» фазы при практической реализации КИХ-фильтров с симметричной импульсной характеристикой.

Синтез КИХ-фильтра со свободными коэффициентами

Рассмотрим решение данной задачи синтеза КИХ-фильтра нижних частот уже со свободными значениями

целочисленных коэффициентов. Требования к АЧХ фильтра остались, естественно, прежними, (рис. 2), а фазовую линейность необходимо обеспечивать только в полосе пропускания (0–480 Гц) при той же длине фильтра.

При свободных коэффициентах задача ЦНП-синтеза КИХ-фильтра записывается так:

$$F^o(\mathbf{IX}^o) = \min F(\mathbf{IX}), \quad (15)$$

$$\mathbf{IX} \in I^8,$$

$$-8191 \leq b_i \leq 8191, \quad i=1,8, \quad (16)$$

$$a_0 = 8192.$$

Здесь минимизация целевого функционала осуществлялась уже на 8-мерном целочисленном пространстве параметров в допустимой области их изменения (16).

Можно отметить, что проектируемый КИХ-фильтр в последовательной форме его построения, очевидно

обладает всеми признаками дискретной минимально-фазовой системы, в которой модуль и аргумент частотного коэффициента передачи связаны преобразованием Гильберта [12]

$$|K(e^{j\omega})| = \mathbf{H}\varphi(\omega).$$

А это означает, что нельзя независимо управлять фазой коэффициента передачи – это приведёт к неизбежному изменению его модуля, т.е. АЧХ фильтра. Поэтому ужесточение требований по фазе синтезируемого фильтра возможно только за счёт снижения его амплитудной селективности, так как эти два показателя являются принципиально противоречивыми. Используя прежнюю оценку селективных свойств фильтра среднеквадратичной ошибкой σ выполнения требований к АЧХ, можно отобразить эту связь амплитудной селекции и фазовых искажений $\Delta\varphi(\omega)$ фильтра следующим образом:

$$\sigma \cdot \Delta\varphi(\omega) \approx \text{const} \approx \frac{k}{L},$$

где L – длина КИХ-фильтра.

Фазовые искажения при этом определяются максимальным отклонением текущей фазы фильтра от линейной в требуемой полосе пропускания

$$\Delta\varphi(\omega) = \max_i |\varphi_i(\mathbf{IX}) - \varphi_i^{lin}|, \quad (17)$$

где φ^{lin} – требуемая линейная ФЧХ фильтра.

При поисковом синтезе КИХ-фильтра с линейной фазой целевая функция формировалась в виде взвешенной суммы двух частных целевых функций $f_{АЧХ}(\mathbf{IX})$ и $f_{ФЧХ}(\mathbf{IX})$, обеспечивающих соответственно выполнение требований как к амплитудной селекции фильтра, так и к линейности его фазы

$$F(\mathbf{IX}) = \beta_1 f_{АЧХ}(\mathbf{IX}) + \beta_2 f_{ФЧХ}(\mathbf{IX}). \quad (18)$$

Частная целевая функция $f_{АЧХ}(\mathbf{IX})$ при этом определяется соотношением (13) а функция $f_{ФЧХ}(\mathbf{IX})$ – соотношением (17). В ходе решения экстремальной задачи ЦНП-синтеза (15) с целевой функцией (18) при значениях весовых коэффициентов характеристик $\beta_1=1$ и $\beta_2=2$ были найдены следующие оптимальные целочисленные коэффициенты фильтра (табл. 1).

На рис. 5а и 5б приведены АЧХ и ФЧХ фильтра по синтезу в точке данного целочисленного оптимума. При этом среднеквадратичная ошибка (СКО) выполнения требований к АЧХ фильтра уменьшилась в три раза ($\sigma = 0,05$), а нелинейность фазы в полосе пропускания фильтра не превышала 2 градусов. Эти же значения подтвердились данными экспериментального измерения АЧХ и ФЧХ фильтра при его программной реализации на том же микроконтроллере MSP430F1611. График экспериментальной ФЧХ приведён на рис. 5в.

Любопытно сравнить решение данной задачи синте-

за КИХ-фильтра нижних частот с решением той же задачи целочисленным БИХ-фильтром, обеспечивающим линейность фазы в полосе пропускания при том же порядке фильтра. Результаты синтеза фильтра методами ЦНП представлены на рис. 6-7. Как видно, при выполнении требований по фазовой линейности, среднеквадратичная ошибка выполнения требований к АЧХ целочисленного БИХ-фильтра не превышала $\sigma = 0,013$.

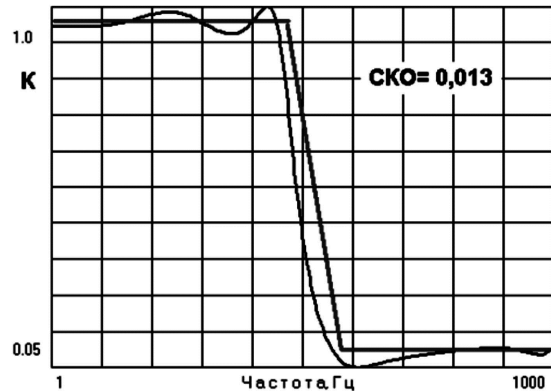


Рис. 6. АЧХ целочисленного БИХ-фильтра

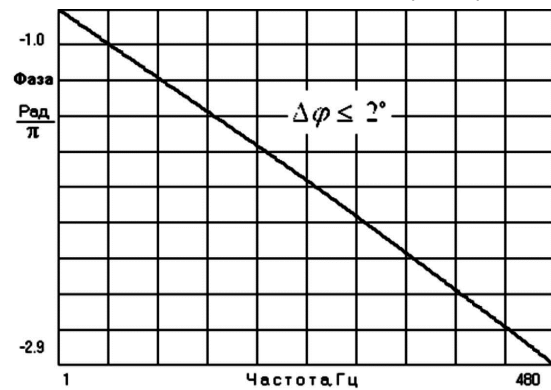


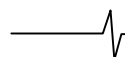
Рис. 7. ФЧХ фильтра в полосе пропускания

Заключение

КИХ-фильтры с линейной фазовой характеристикой особенно важны в случаях, когда приходится учитывать дисперсионные искажения, связанные с нелинейностью фазовой характеристики (например, при обработке речи и передаче данных). Требование фазовой линейности может быть полностью выполнено при переходе к прямому синтезу КИХ-фильтра методами целочисленного нелинейного программирования. Современные алгоритмические комплексы целочисленной минимизации позволяют решать задачу ЦНП-синтеза весьма надёжно и эффективно при выполнении всех внешних требований и ограничений к работе цифрового фильтра. Это даёт возможность обеспечить фазовую линейность только в заданной полосе пропускания, что существенно

Таблица 1.

Звено фильтра	Коэффициенты передаточной функции фильтра			
	a_0	b_0	b_1	b_2
1	8192	-53	955	-5918
2	8192	1205	1196	1181
3	8192	15744	1100	-3872
4	8192	-3623	7942	13263



повышает качество проектируемого фильтра и сокращает время его разработки. Из материалов, приведённых в статье, можно сделать следующие выводы:

1. Возможность классического синтеза КИХ-фильтров по требуемой совокупности частотных характеристик крайне ограничена. Известными подходами в принципе может быть обеспечена требуемая форма АЧХ фильтра, но произвольная форма ФЧХ или ГВЗ при этом реализована быть не может. При симметрии коэффициентов КИХ-фильтр может иметь только теоретически линейную фазовую характеристику на всём главном интервале цифровых частот;

2. Условие симметрии импульсной характеристики является очень жёстким ограничением на параметры (коэффициенты фильтра), а, следовательно, и на селективную способность проектируемого фильтра. На приведённом примере синтеза КИХ-фильтра нижних частот видно, что при симметричных коэффициентах его селективная способность в три раза меньше по сравнению с решением со свободными коэффициентами и более чем на порядок меньше по сравнению с решением той же задачи целочисленным БИХ-фильтром. Очевидно, что этот эффект будет ещё сильнее для узкополосных фильтров, где фазовые искажения невелики уже сами по себе и в узкой полосе пропускания их гораздо проще устранить прямым ЦНП-синтезом при свободных коэффициентах, ничего не теряя в селективной способности фильтра. Таким образом, при ЦНП-синтезе каскадного КИХ-фильтра с линейностью фазы только в заданной полосе длина фильтра может быть существенно уменьшена при полном выполнении функциональных требований к АЧХ и ФЧХ фильтра.

3. Целочисленная дискретизация пространства варьируемых параметров КИХ-фильтра позволяет получать проектные решения в целых числах, что снимает все ограничения по арифметике вычислений при аппаратной реализации фильтра на любых целочисленных цифровых платформах.

Литература

1. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов: практический подход. М.: Издательский дом «Вильямс», 2004.
2. Антонию А. Цифровые фильтры: анализ и проектирование. М.: Радио и Связь, 1983. – 320 с.
3. Каппелини В., Константиноидис А. Дж., Эмилиани П. Цифровые фильтры и их применение. М.: Энергоатомиздат, 1983. 360 с.
4. Lim Y.C., Parker S.R. A discrete coefficient FIR digital filter design based upon an LMS criteria. – Proc. IEEE ISCAS.-1982. – pp. 796-799.
5. Lim Y.C., Parker S.R., Constantinides A. G. Finite word length FIR filter design using integer programming over a discrete coefficient space//IEEE Trans.-1982.-Vol. ASSP-30, № 4. – P. 661-664.
6. Siohan P., Benslimane A. Design of optimal finite word-length linear phase FIR filters: New applications//Proc. IEEE ICASSP. – 1984. – P. 30.1.1-30.1.4.
7. Артемьев В.В., Бугров В.Н. Синтез цифровых рекурсивных фильтров с линейной фазой. М., Компоненты и технологии, № 7, 2013, – с. 132-134.
8. Бугров В.Н. Проектирование цифровых фильтров методами целочисленного нелинейного программирования. // Вестник ННГУ, 2009, № 6. – с. 61–70.
9. Шкелев Е.И., Бугров В.Н., Пройдаков В.И., Артемьев В.В. Целочисленные цифровые фильтры – эффективное решение для 8-битовых цифровых платформ. М., Компоненты и технологии, № 10, 2013.
10. Воинов Б.С., Бугров В.Н., Воинов Б.Б. Информационные технологии и системы: поиск оптимальных, оригинальных и рациональных решений. М.: Наука, 2007, – 730 с.
11. Семенов Б.Ю. Микроконтроллеры MSP430. Первое знакомство, М.: Изд-во «Солон-пресс», 2006, – 120 с.
12. Лем Г. Аналоговые и цифровые фильтры. М., Мир, 1990, – 590 с.

РАЗЛОЖЕНИЕ НА ЭМПИРИЧЕСКИЕ МОДЫ НА ОСНОВЕ ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЯ И ИНТЕГРИРОВАНИЯ

Мясникова Н.В., д.т.н., профессор кафедры «Автоматика и телемеханика» ФГОУ ВПО «Пензенский государственный университет», e-mail: avitel@pnzgu.ru, genok123@mail.ru;

Берестень М.П., к.т.н., доцент кафедры «Автоматика и телемеханика» ФГОУ ВПО «Пензенский государственный университет», e-mail: beresten@sura.ru.

DECOMPOSITION ON EMPIRICAL MODE BASED DIFFERENTIATION AND INTEGRATION

Myasnikova N.V., Beresten M.P.

Methods decomposition on empirical modes, starting with the low-frequency modes or starting with high-frequency modes, are proposed. Method is based on the suppression of the high-frequency component by integration and on the accentuation of the high-frequency component by differentiating.

Key words: alternating components, empirical mode, decomposition, differentiation, integration.

Ключевые слова знакопеременные составляющие, эмпирические моды, декомпозиция, дифференцирование, интегрирование.

Введение

Метод декомпозиции на эмпирические моды (EMD) является одним из самых востребованных в области цифровой обработки сигналов. Этот подход обладает высокой степенью адаптации к исследуемым сигналам, что позволяет проводить точное оценивание реальных свойств процессов, в том числе и нестационарных. Ключевым моментом является использование «декомпозиции на эмпирические моды», с помощью которой любой сложный сигнал может быть разложен на конечное и часто довольно малое число «эмпирических мод», каждая из которых содержит определенную информацию об исследуемом процессе.

Авторами развивается метод разложения на знакопеременные составляющие на основе экстремальной фильтрации, имеющий сходство с разложением на эмпирические моды, преимуществом метода является низкая трудоемкость, что позволяет использовать его в системах реального времени или в вычислителях малой мощности [1-3].

Основное применение обоих методов: экспресс-идентификация – определение количества составляющих, их типа (колебательные, инерционные) и параметров; экспресс-оценка спектральных и время-частотных характеристик; адаптивная фильтрация (НЧ, ВЧ и т.д.); использование параметров мод как диагностических признаков.

Все реальные объекты исследования описываются моделью фильтра низких частот, а в обоих методах разложение начинается с выделения высокочастотных компонент. С одной стороны это является преимуществом – можно отсеять неинформативные высокочастотные шумы, а с другой – недостатком, так как информативные компоненты, по которым можно прово-

Приведено теоретическое обоснование метода декомпозиции на эмпирические моды, как в порядке возрастания, так и в порядке убывания их частот. Метод основан на подавлении высокочастотных составляющих при интегрировании и на акцентировании высокочастотных при дифференцировании.

дить диагностику или распознавание, выделяются в последнюю очередь.

Наверное, всем, кто занимался декомпозицией, хотелось обратить этот процесс. В принципе из сигнала можно удалить любую составляющую известной частоты [4], но о высокочастотной составляющей эту информацию можно получить по экстремумам процесса, а для низкочастотной составляющей трудно построить такую гипотезу.

Постановка и решение задачи декомпозиции, начиная с низкочастотной моды

Попробуем решить задачу декомпозиции на моды, начиная с низкочастотной компоненты [5]. Метод строится на подавлении высокочастотных компонент интегрированием. Интегрирующее звено имеет передаточ-

ную функцию $G(j\omega) = \frac{1}{j\omega}$, поэтому при интегрирова-

нии (может быть и многократном) будут исчезать высокочастотные колебания. Продемонстрируем подход на многомодальном сигнале $x(t) = x1(t) + x2(t) + x3(t)$.

Сигнал и его традиционное разложение на эмпирические моды представлены на рис. 1, где показаны только информативные составляющие разложения. На всех графиках по осям x отложены временные отсчеты, а по осям y – значения сигнала в размерных единицах.

Будем проводить интегрирование сигнала до тех пор, пока количество экстремумов не перестанет меняться – это говорит о том, что уже на предыдущем шаге осталась только одна – самая низкочастотная мода. На рис. 2 показаны анализируемый сигнал и его интегралы 1-го, 2-го, 3-го и 4-го порядка.

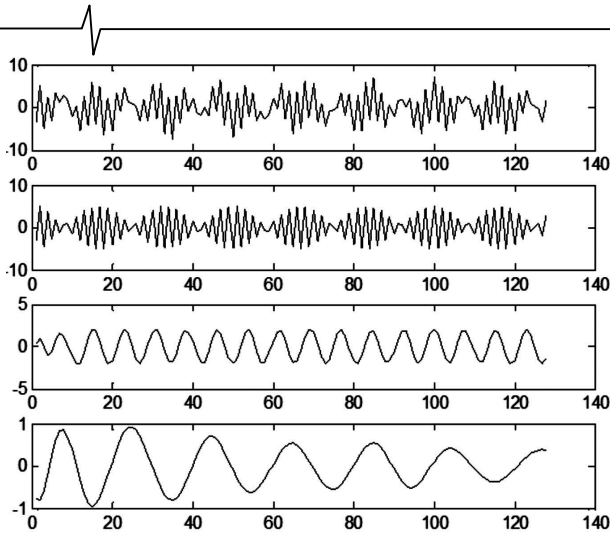


Рис. 1. Анализируемый сигнал и его разложение на эмпирические моды

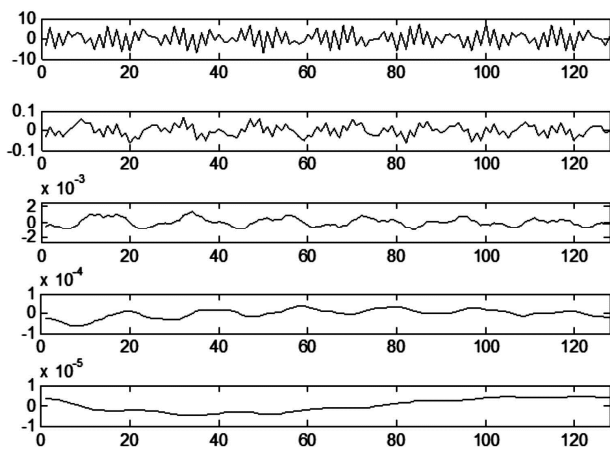


Рис. 2. Анализируемый сигнал и его интегралы 1-го, 2-го, 3-го и 4-го порядка

Конечно, применено численное интегрирование. Видно, что последовательность, соответствующая интегрированию сигнала 4-го порядка четко выделяет низкочастотную компоненту. Эта последовательность в любой момент τ описывается уравнением:

$$\int_0^\tau \int_0^t \int_0^l \int_0^l x(t) dt dt dt dt = \int_0^\tau \int_0^t \int_0^l x1(t) dt dt dt dt + \int_0^\tau \int_0^t \int_0^l x2(t) dt dt dt dt + \int_0^\tau \int_0^t \int_0^l x3(t) dt dt dt dt,$$

а выделенная знакопеременная составляющая – $\int_0^\tau \int_0^t \int_0^l x3(t) dt dt dt dt$ (предположено, что $x3$ – самая низкочастотная мода). Если из последовательности, полученной интегрированием 3-го порядка $\int_0^\tau \int_0^t \int_0^l x(t) dt dt dt dt =$

$$\int_0^\tau \int_0^t \int_0^l x1(t) dt dt dt dt + \int_0^\tau \int_0^t \int_0^l x2(t) dt dt dt dt + \int_0^\tau \int_0^t \int_0^l x3(t) dt dt dt dt,$$

вычесть производную от выделенной составляющей, то получим последовательность, которая не содержит самой низкочастотной составляющей. Возможно, понадобится повторное интегрирование для выделения следующей по порядку низкочастотной составляющей.

Действуя таким образом, можно получить разложение, представленное на рис. 3.

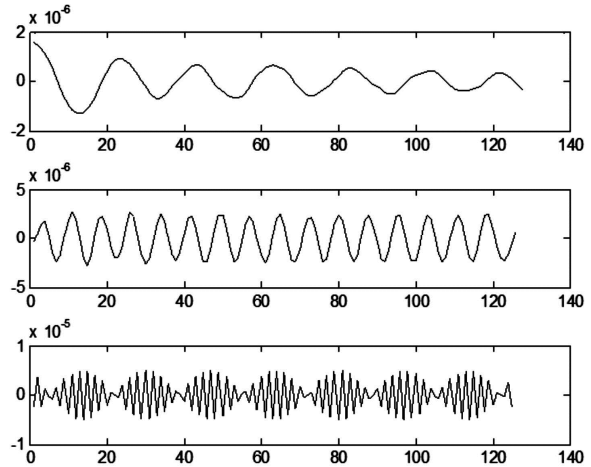


Рис. 3. Разложение на эмпирические моды в порядке возрастания частот мод

на основе интегрирования - дифференцирования

Видно, что амплитуды выделенных составляющих на рис. 1 и 3 отличаются – их необходимо продифференцировать несколько раз. Это тоже своего рода проблема, так как при дифференцировании на низкочастотных составляющих будут появляться «следы» не отфильтрованных высокочастотных составляющих. Выход – применение дифференцирования на основе интегрирования по Ланцошу [5].

В принципе можно, если не стоит задача восстановления сигнала, и не дифференцировать выделенные моды, так как составляющие такого вида не меняют форму при дифференцировании, меняются только амплитуды из-за деления на Δt на каждом шаге, а также фазы. Последние не являются информативными параметрами, они нужны только для восстановления сигнала. Поэтому можно просто нормировать выделенные нами составляющие.

Показано, что моды могут быть непосредственно выделены из интегрированных последовательностей путем дифференцирования, вычитания выделенной составляющей из интегрированных последовательностей более низкого порядка, повторения таких же действий с уже удаленной низкочастотной составляющей над интегрированными последовательностями, начиная с предыдущей. Причем в алгоритме разложения используется обычное дифференцирование, а вот выделенные из интегрированных последовательностей низкочастотные составляющие восстанавливаются путем многократного дифференцирования на основе интегрирования (по схеме Ланцоша).

Отметим, что возможно выделение компонент в обратном порядке – от низкочастотной составляющей к высокочастотной, что актуально для систем диагностики, распознавания и т.д. Причем алгоритм несложен, так как используются лишь интегрирование и дифференцирование на основе интегрирования. Достоинство – в первую очередь выделяются информативные составляющие, для декомпозиции не требуется выделение огибающих сигнала, не используется сплайн-интерполяция как в классическом методе EMD.

Постановка и решение задачи декомпозиции, начиная с высокочастотной моды

На таком же принципе можно построить и алгоритм выделения мод, начиная с высокочастотной моды [6]. Метод строится на акцентировании высокочастотных компонент дифференцированием. Дифференцирующее звено имеет передаточную функцию $G(j\omega) = j\omega$, поэтому при дифференцировании (может быть и многократном) будут усиливаться высокочастотные составляющие и «маскироваться» низкочастотные колебания. Покажем подход на многомодальном сигнале $x(t) = x_1(t) + x_2(t) + x_3(t)$. Сигнал и его традиционное разложение на эмпирические моды представлены на рис. 4, где показаны только информативные составляющие разложения. На всех графиках по осям х отложены временные отсчеты, а по осям у – значения сигнала в размерных единицах.

Будем проводить дифференцирование сигнала до тех пор, пока не будет выделена мода – составляющая со знакопеременными экстремумами и близким к нулю средним. Допустим, что последовательность, соответствующая производной 3-го порядка четко выделяет высокочастотную компоненту. Эта последовательность

описывается уравнением: $\frac{d^3 x(t)}{dt^3} = \frac{d^3 x_1(t)}{dt^3} + \frac{d^3 x_2(t)}{dt^3} + \frac{d^3 x_3(t)}{dt^3}$, а выделенная знакопеременная составляющая – $\frac{d^3 x_1(t)}{dt^3}$ (предполагается, что x_1 – самая высокочастотная мода). Если из последовательности, полученной дифференцированием 2-го порядка $\frac{d^2 x(t)}{dt^2} =$

$\frac{d^2 x_1(t)}{dt^2} + \frac{d^2 x_2(t)}{dt^2} + \frac{d^2 x_3(t)}{dt^2}$ вычесть интеграл от выделенной составляющей, то получим последовательность, которая не содержит самой высокочастотной составляющей. На рис. 5 показаны анализируемый сигнал и его производные 1-го, 2-го, 3-го 4-го порядка. Действуя таким образом, можно получить разложение, представленное на рис. 6.

Для восстановления составляющей по ее производной k -ого порядка необходимо использовать весовое интегрирование.

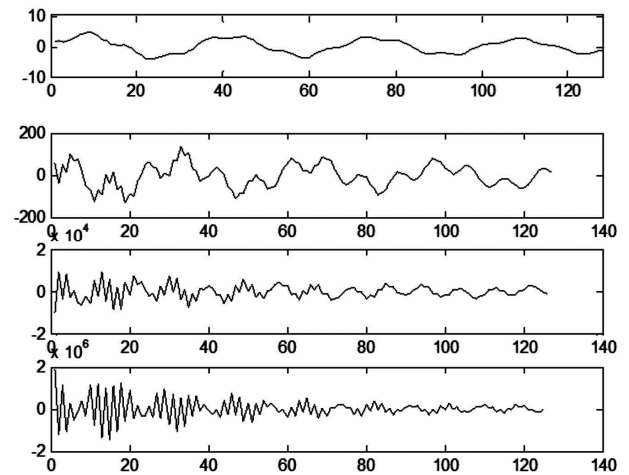


Рис. 5. Анализируемый сигнал со слабой высокочастотной компонентой и его производные 1-го, 2-го, 3-го порядка

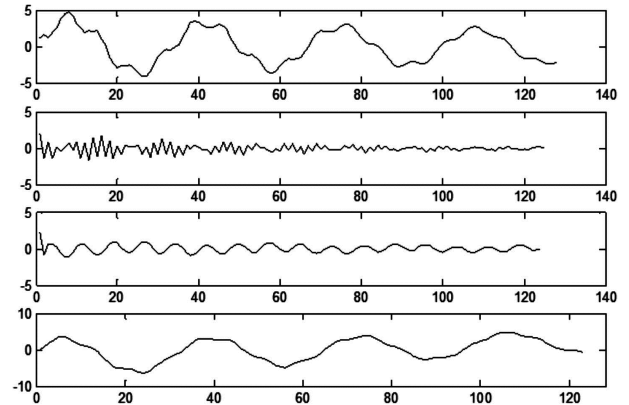


Рис. 6. Сигнал со слабой высокочастотной компонентой и его разложение

на основе дифференцирования-интегрирования

Моды могут быть выделены из дифференцированных последовательностей путем интегрирования, вычитания выделенной составляющей из дифференцированных последовательностей более низкого порядка, повторения таких же действий с уже удаленной высокочастотной составляющей над дифференцированными последовательностями, начиная с предыдущей.

Для восстановления составляющей по ее производной k -ого порядка необходимо использовать весовое интегрирование.

Из рис. 4 видно, что имеется «просачивание» более высокочастотной компоненты на более низкочастотную. Это проявляется в том, что на нижнем графике рис. 5 кривая не такая гладкая, как низкочастотная составляющая на рис. 1. Но зато предложенный метод четко выделяет даже слабую высокочастотную компоненту.

Рис. 4 показывает, что при уменьшении амплитуды колебаний алгоритм EMD перестает ее «видеть», следующая составляющая (более низкочастотная) «проталкивается» на ее место. Соответственно смещается вся картина. Рис. 6 показывает, что этого не происходит при применении алгоритма на основе дифференцирования-интегрирования. На низкочастотной составляющей видны «следы» предыдущей моды.

Сложность алгоритма такая же, как и при выделении составляющих в порядке возрастания частот. Достоинство – лучше выделяются слабые высокочастотные

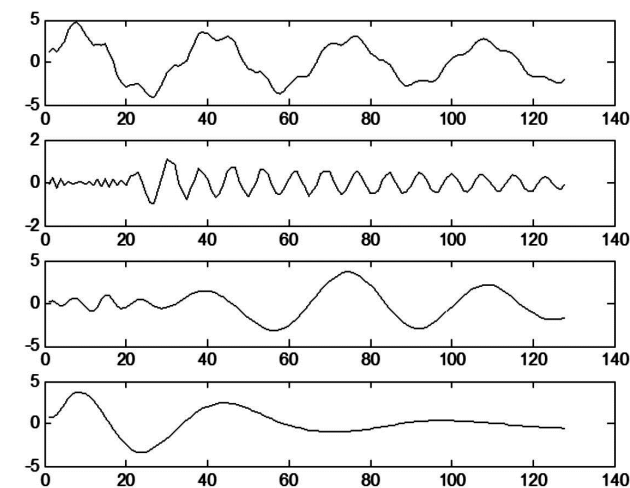


Рис. 4. Анализируемый сигнал со слабой высокочастотной компонентой и его разложение на эмпирические моды

составляющие, а для декомпозиции не требуется выделение огибающих сигнала, не используется сплайн-интерполяция как в классическом методе EMD.

Для упрощения алгоритма возможно комбинирование обоих предложенных методов [7]: для выделения низкочастотной моды использовать первый метод, а для выделения высокочастотной – второй. В задачах диагностики-распознавания часто этого уже достаточно, т.к. эти моды несут информацию о диапазоне, в котором лежат резонансы, а также о мощностях информативной и шумовой компонент сигнала.

Заключение

Таким образом, показана возможность и принцип выделения компонент (эмпирических мод) на основе операций интегрирования-дифференцирования, реализуемых с помощью простейших операций – сложения и вычитания. Можно говорить о новом способе декомпозиции на моды, отличающемся снижением трудоемкости и расширением функциональных возможностей – извлечением мод как в порядке убывания частот, так и в порядке их возрастания.

Для извлечения мод в порядке возрастания их частот осуществляется многократное интегрирование сигнала для подавления высокочастотных компонент до тех пор, пока количество экстремумов не перестанет меняться, т.е. пока не останется одна (самая низкочастотная) составляющая; моды выделяются из интегрированных последовательностей путем дифференцирования, вычитания выделенной составляющей из интегрированных последовательностей более низкого порядка, повторения таких же действий с уже удаленной низкочастотной составляющей над интегрированными последовательностями, начиная с предыдущей; выделенные из интегрированных последовательностей составляющие дифференцируются по схеме Ланцоша столько раз, сколько раз последовательность интегрировалась.

Для извлечения мод в порядке убывания их частот осуществляется многократное дифференцирование для акцентирования высокочастотных компонент до тех пор, пока не будет выделена последовательность с знакопеременными экстремумами; моды выделяются из дифференцированных последовательностей путем интегрирования, вычитания выделенной составляющей из

дифференцированных последовательностей более низкого порядка, повторения таких же действий с уже удаленной высокочастотной составляющей над дифференцированными последовательностями, начиная с предыдущей; выделенные из дифференцированных последовательностей составляющие интегрируются с использованием весовой обработки, столько раз, сколько раз последовательность дифференцировалась.

Литература

1. Методы разложения сигналов на основе экстремальной фильтрации / Н.В. Мясникова, М.П. Берестень, Л.А. Долгих // Датчики и системы. – 2011. – № 2. – С. 8-12.
2. Мясникова, Н.В. Время-частотное распределение на основе экстремальной фильтрации в цифровой обработке сигналов / Н.В. Мясникова, М.П. Берестень // Датчики и системы. – 2013. – № 10. – С. 9–12.
3. Мясникова, Н.В. Разложение на эмпирические моды на основе экстремальной фильтрации/ Н.В. Мясникова, М.П. Берестень // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – №4. – С. 13–17.
4. Марпл.-мл., С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
5. Мясникова, Н.В. Алгоритм выделения низкочастотных мод / Н.В. Мясникова, М.П. Берестень // 17-я Междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение». Москва. 25–27 марта 2015. Труды Росс. науч.-техн. общества радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова. Сер. Цифровая обработка сигналов и ее применение. – М.: РНТО РЭС им. А.С. Попова, 2015. – С. 78-82.
6. Мясникова, Н.В. Разложение на эмпирические моды на основе дифференцирования и интегрирования / Н.В. Мясникова, М.П. Берестень / В сборнике: Перспективные информационные технологии (ПИТ 2015) труды Международной научно-технической конференции. СГАУ. Самара, 2015. – С. 101-105.
7. Мясникова, Н.В. Комбинированный метод разложения на моды на основе интегрирования-дифференцирования / Н.В. Мясникова, М.П. Берестень, А.А. Приймак // Современное общество, образование и наука: сб. науч. тр. по мат. Междунар. науч.-практ. конф., Тамбов, 31 марта 2015 г.: в 16 частях. Часть 8. – Тамбов: ООО «Консалтинговая компания Юком», 2015. – С. 76–77.

ОПТИМИЗАЦИЯ СИСТЕМ ОБНАРУЖЕНИЯ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ

Попов Д.И., д.т.н., профессор кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: adop@mail.ru.

OPTIMIZATION DETECTION SYSTEMS OF COHERENT SIGNALS

Popov D.I.

The methods of parametric optimization of detection systems of coherent signals based on a combination of rejecter filters and multi-channel filters on probabilistic and energy criteria are considered. A comparative analysis of the systems efficiency that optimized according to the criteria is carried out.

Key words: auto-compensation, adaptation, adaptive rejecter filters, probabilistic criterion, optimization, clutter, energy criterion.

Ключевые слова: автокомпенсация, адаптация, адаптивные режекторные фильтры, вероятностный критерий, оптимизация, пассивные помехи, энергетический критерий.

Введение

Пассивные помехи в виде мешающих отражений от неподвижных или медленно перемещающихся объектов – местных предметов, поверхности суши, моря, гидрометеоров (облаков, дождя, града, снега) и металлизированных отражателей, сбрасываемых противником, – существенно нарушают нормальную работу радиолокационных систем различного назначения [1, 2]. Интенсивность пассивных помех может значительно превышать уровень собственных шумов приемника, что приводит к перегрузкам приемного тракта («ослепленю» радиолокатора) и, как следствие этого, к потере полезных сигналов. Однако даже при отсутствии перегрузок полезный сигнал может быть потерян или вообще не обнаружен на фоне интенсивных мешающих отражений.

Обнаружение сигналов в пассивных помехах основано на различии скоростей движения цели и источника пассивной помехи. Выявить это различие можно лишь по изменению фазы колебаний высокой частоты. Для реализации этой возможности высокочастотные колебания по своей фазовой структуре должны быть когерентными [1]. Пределные возможности обнаружения сигналов движущихся целей указывает оптимальная система, вытекающая из процедуры статистического синтеза [3]. На практике получили распространение аппроксимации правил оптимального обнаружения. Такой аппроксимации соответствует многоканальная система когерентно-векторной обработки, оптимизация которой рассмотрена в работе [4]. Представляют интерес также системы обнаружения когерентных сигналов на фоне пассивных помех, реализуемые в виде каскадно-включенных одноканального режекторного фильтра (РФ) и многоканального фильтра (МФ), эквивалентного совокупности полосовых фильтров.

Эффективность систем заданной структуры, что соответствует фиксированным порядкам РФ и МФ, суще-

Рассмотрены методы параметрической оптимизации систем обнаружения когерентных сигналов на основе комбинации режекторного и многоканального фильтров по вероятностным и энергетическим критериям. Проведен сравнительный анализ эффективности систем, оптимизированных по данным критериям.

ственно зависит от выбора параметров последних. Параметрическая оптимизация РФ и МФ в зависимости от спектрально-корреляционных характеристик пассивных помех может быть осуществлена как по энергетическим, так и по вероятностным критериям. Использование энергетического критерия позволяет установить исковую функциональную связь оптимальных параметров РФ с характеристиками помехи на основе регулярных методов [5]. Однако энергетический критерий не всегда приводит к параметрам РФ, оптимальным по вероятностному критерию [6], что обусловлено усреднением энергетического критерия по неизвестным величинам, в частности, по доплеровскому сдвигу фазы сигнала, в общем случае неэквивалентным аналогичному усреднению вероятностного критерия. Представляет интерес сопоставление результатов оптимизации систем обнаружения когерентных сигналов по энергетическому и вероятностному критериям.

Алгоритмы обнаружения когерентных сигналов

Полагаем, что на вход системы обнаружения поступает последовательность следующих через период повторения T в одном элементе разрешения по дальности N цифровых отсчетов $U_j = x_j + iy_j$ ($j = \overline{1, N}$) комплексной огибающей аддитивной смеси когерентных радиоимпульсов и помехи в виде мешающих отражений и собственного шума приемного устройства. Статистические свойства гауссовских сигнала и помехи описываются их корреляционными матрицами \mathbf{R}_c и \mathbf{R}_n , элементы которых

$$R_{jk} = \rho_{jk} e^{i(j-k)\varphi} + \lambda \delta_{jk},$$

где ρ_{jk} – коэффициенты межпериодной корреляции сигнала (ρ_{jk}^c) или пассивной помехи (ρ_{jk}^n), φ – допле-

ровский сдвиг фазы за период повторения T сигнала (φ_c) или пассивной помехи (φ_n), λ – отношение собственного шума/пассивная помеха (для элементов матрицы сигнала $\lambda = 0$), δ_{jk} – символ Кронекера.

Оптимальная обработка последовательности цифровых отсчетов $U_j = x_j + iy_j$ ($j = \overline{1, N}$) с целью обнаружения сигнала от цели сводится к вычислению вытекающей из отношения правдоподобия для одночастотного сигнала минимальной достаточной статистики $u(\theta) = |X_0(\theta)|^2$ [3], в основе которой лежит алгоритм оптимальной линейной фильтрации

$$X_0(\theta) = \sum_{k=1}^N e^{-ik\theta} Y_k = \sum_{k=1}^N e^{-ik\theta} \sum_{j=1}^N \hat{w}_{jk} e^{-ij\hat{\varphi}_n} U_j, \quad (1)$$

где $\theta = \varphi_c - \hat{\varphi}_n$; $Y_k = \sum_{j=1}^N \hat{w}_{jk} e^{-ij\hat{\varphi}_n} U_j$ – выходные отсчеты адаптивного матричного фильтра (АМФ); \hat{w}_{jk} – оценки модулей элементов матрицы, обратной корреляционной матрице помехи.

Вычисление весовых коэффициентов АМФ, являющихся оценками элементов обратной корреляционной матрицы помехи, в условиях априорной неопределенности представляет собой трудоемкую операцию, усложняющую реализацию оптимальных алгоритмов обработки. В связи с этим рассмотрим структуру системы оптимального обнаружения при марковских аппроксимациях помехи. Для помехи в виде односвязной марковской последовательности коэффициенты межпериодной корреляции $\rho_{jk}^n = \rho_{jk} = \rho^{|j-k|}$. Тогда элементы обратной корреляционной матрицы

$$w_{11} = w_{NN} = \frac{1}{1-\rho^2}, \quad w_{kk} = \frac{1+\rho^2}{1-\rho^2} \quad (1 < k < N),$$

$$w_{k,k+1} = w_{k+1,k} = -\frac{\rho}{1-\rho^2} \quad (1 \leq k \leq N-1),$$

а остальные элементы w_{jk} равны нулю.

Переходя к оценочным значениям \hat{w}_{jk} и $\hat{\rho}$ и обозначению $\hat{\varphi} = \hat{\varphi}_n$, в соответствии с внутренней суммой алгоритма (1) для выходных отсчетов АМФ найдем

$$Y_1 = \frac{e^{-i\hat{\varphi}} U_1 - \hat{\rho} e^{-i2\hat{\varphi}} U_2}{1 - \hat{\rho}^2},$$

$$Y_N = \frac{-\hat{\rho} e^{-i(N-1)\hat{\varphi}} U_{N-1} + e^{-iN\hat{\varphi}} U_N}{1 - \hat{\rho}^2},$$

$$Y_k = \frac{-\hat{\rho} e^{-i(k-1)\hat{\varphi}} U_{k-1} + (1 + \hat{\rho}^2) e^{-ik\hat{\varphi}} U_k - \hat{\rho} e^{-i(k+1)\hat{\varphi}} U_{k+1}}{1 - \hat{\rho}^2}$$

($1 < k < N$).

Пренебрегая краевыми эффектами при $k=1$ и N и осуществляя скользящее вычисление величин Y_k с помощью векторного фильтра с последующей их задержкой при когерентном накоплении, приходим к традиционной квазиоптимальной структуре «режекторный фильтр – когерентный накопитель». При этом режекторный фильтр является адаптивным и одноканальным, а

когерентный накопитель – многоканальным. Адаптивный режекторный фильтр (АРФ) используется и в случае произвольных корреляционных свойств помехи [5, 7]. Скользящая обработка в АРФ описывается алгоритмом

$$Z_j = \sum_{k=0}^m \hat{g}_k e^{ik\hat{\varphi}} U_{j-k}, \quad j = \overline{m+1, N}, \quad (2)$$

где m – порядок АРФ; \hat{g}_k – коэффициенты импульсной характеристики АРФ, а при канонической форме реализации АРФ его весовые коэффициенты, определяемые с помощью адаптивных алгоритмов по оценкам коэффициентов межпериодной корреляции помехи $\hat{\rho}_{1s}$, $s = \overline{2, m}$ [5, 7], что при $m \geq 2$ соответствует числу оцениваемых коэффициентов корреляции, равному $m-1$. Оценки $\hat{\rho}_{1s}$ и $e^{i\hat{\varphi}}$ находятся в соответствии с максимально правдоподобными алгоритмами оценивания работы [8].

Реализация АРФ по алгоритму (2) в цифровом виде предполагает использование комплексных перемножителей, число которых равно порядку фильтра. При этом существенно усложняется структура АРФ, особенно высоких порядков, и повышаются требования к быстродействию арифметических операций для выполнения обработки в реальном масштабе времени. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи, обусловленного взаимным перемещением источника мешающих отражений и носителя радиолокатора.

В работе [9] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связью. Режектирование «остановленной» помехи теперь может быть осуществлено фильтром с действительными весовыми коэффициентами, адаптирующимися к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора [10-12]. Оценки коэффициентов межпериодной корреляции помехи на выходе автокомпенсатора находятся в соответствии с максимально правдоподобными алгоритмами оценивания или их упрощенными вариантами работы [13].

Скользящая обработка в АРФ m -го порядка приводит к вычислению отсчетов Z_j , $j = \overline{m+1, N}$. Алгоритм квазиоптимальной линейной фильтрации с учетом исключения из обработки m отсчетов переходного процесса АРФ в l -м доплеровском канале многоканального фильтра аналогично алгоритму (7) из работы [3] принимает вид

$$X_l = \sum_{j=m+1}^N h_{j-m,l} V^{(j-m-1)(l-1)} Z_j, \quad l = \overline{1, N-m},$$

где $h_{j-m,l}$ – весовые коэффициенты, подлежащие определению и обеспечивающие необходимое подавление боковых лепестков относительно основного лепестка амплитудно-частотной характеристики l -го канала многоканального фильтра; $V = e^{-i2\pi/(N-m)}$.

Соответствующая данному алгоритму структурная схема системы обработки когерентных сигналов приведена на рис. 1, где ЗУ – запоминающее устройство выходных отсчетов Z_j адаптивного режекторного фильтра (АРФ); МФ – многоканальный фильтр отсчетов Z_j .

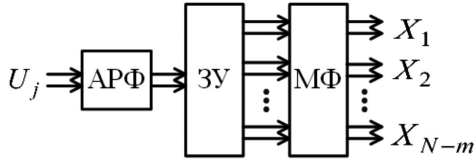


Рис. 1. Схема системы обработки сигналов

Решение о наличии сигнала принимается отдельно в доплеровских каналах многоканального фильтра по результатам сравнения с пороговыми уровнями обнаружения u_{0l} величин $u_l = |X_l|^2$. Для фиксации заданного уровня ложных тревог в условиях априорной неопределенности пороговые устройства должны быть адаптивными [14]. Заметим, что автокомпенсация доплеровской фазы пассивной помехи [9] приводит к локализации остатков режектирования помехи в граничных каналах МФ, облегчая тем самым обнаружение сигналов движущихся целей в свободных от остатков помехи каналах.

Критерии и методы оптимизации систем обнаружения

Процедура оптимизации системы обнаружения когерентных сигналов состоит в последовательной оптимизации параметров РФ и МФ. При автокомпенсации доплеровских сдвигов фазы помехи на входе системы обнаружения [9] оптимизация нерекурсивного РФ заданного порядка m сводится к выбору действительного вектора весовых коэффициентов $\mathbf{g} = \{g_k\}$, $k = \overline{0, m}$. В случае энергетического критерия решение данной задачи вытекает из максимизации усредненного по величине $\theta = \varphi_c - \varphi_n$ выигрыша в отношении сигнал/помеха μ [5]. При этом оптимальный вектор \mathbf{g} является собственным вектором $(m+1)$ -мерной матрицы $\|\rho_{jk}^n\|$, соответствующим ее минимальному собственному значению α_{\min} и обеспечивающим на выходе РФ $\mu_{\max} = (\alpha_{\min} + \lambda)^{-1}$. Максимизация аналогичным образом усредненной вероятности правильного обнаружения на выходе РФ приводит к вероятностному критерию оптимизации [6]. При найденных весовых коэффициентах g_k обработка в РФ может быть описана N -мерной матрицей режекции \mathbf{d} верхней треугольной формы с элементами $d_{jk} = g_{k-j}$ при $k \leq j+m$ и $d_{jk} = 0$ при $k > j+m$.

Для оптимизации параметров МФ необходимо использовать показатель эффективности системы обработки в целом. Пусть обработка в l -м канале МФ описывается вектор-столбцом весовых коэффициентов $\mathbf{h}_l = \{h_{kl} e^{i(k-1)\psi_l}\}^T$, $k, l = \overline{1, N-m}$. Порядок МФ с учетом исключения из обработки m выходных отсчетов РФ, соответствующих его переходному режиму, равняется $N-m$. Число каналов МФ обычно выбирается также

равным $N-m$, а среднее значение и ширина полосы пропускания каждого канала определяются соответственно величинами

$$\psi_l = 2\pi(l-1)/(N-m) \text{ и } \Delta\psi = 2\pi/(N-m).$$

Заметим, что при одинаковом и, следовательно, общем взвешивании для всех каналов ($\mathbf{h}_l = \mathbf{h}$) МФ реализуется на основе алгоритма дискретного преобразования Фурье.

Вначале рассмотрим энергетический критерий, соответствующий выигрышу в отношении сигнал/помеха на выходе l -го канала МФ:

$$\mu_l(\theta) = \frac{\mathbf{h}_l^T [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_{cl}(\theta) \mathbf{d}] \mathbf{h}_l}{\mathbf{h}_l^T [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_{nl} \mathbf{d}] \mathbf{h}_l}, \quad l = \overline{1, N-m}, \quad (3)$$

где $\mathbf{h}_l = \{h_{kl}\}^T$ – $(N-m)$ – мерный вектор-столбец, $k = \overline{1, N-m}$; $\mathbf{r}_{cl}(\theta)$, \mathbf{r}_{nl} – корреляционные матрицы соответственно сигнала и помехи, элементы которых имеют вид:

$$r_{jk}^{cl}(\theta) = \rho_{jk}^c \cos[(j-k)(\theta - \psi_l)],$$

$$r_{jk}^{nl} = \rho_{jk}^n \cos[(j-k)\psi_l] + \lambda \delta_{jk}.$$

Символ $[\cdot]$ в выражении (3) означает операцию вычеркивания соответствующих переходному процессу в РФ первых строк и столбцов матрицы $\mathbf{d}^T \mathbf{r} \mathbf{d}$.

Полагая распределение величины θ равномерным в интервале $\Delta\psi$ любого канала МФ и исключая ее неопределенность путем усреднения выражения (3), найдем

$$\mu_l = \frac{1}{\Delta\psi} \int_{\psi_l - \Delta\psi/2}^{\psi_l + \Delta\psi/2} \mu_l(\theta) d\theta = \frac{\mathbf{h}_l^T [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_c \mathbf{d}] \mathbf{h}_l}{\mathbf{h}_l^T [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_{nl} \mathbf{d}] \mathbf{h}_l}, \quad (4)$$

$$l = \overline{1, N-m},$$

где элементы матрицы \mathbf{r}_c имеют вид

$$r_{jk}^c = \rho_{jk}^c \text{sinc}[(j-k)\Delta\psi/2].$$

Задача оптимизации формулируется как $\max_{\mathbf{h}_l} \mu_l$ и

решается методами теории матриц. Выражение (4) является отношением Рэлея, максимальные значения которого $\mu_{l\max}$ для каждого канала МФ определяются из характеристических уравнений

$$\det\{[\mathbf{d}^T \mathbf{r}_c \mathbf{d}] - \mu_l [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_{nl} \mathbf{d}]\} = 0, \quad l = \overline{1, N-m},$$

и являются максимальными собственными значениями матриц $[\mathbf{d}^T \mathbf{r}_{nl} \mathbf{d}]^{-1} [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_c \mathbf{d}]$. Собственные векторы этих матриц, соответствующие $\mu_{l\max}$ и определяемые из матричных уравнений

$$[\mathbf{d}^T \mathbf{r}_{nl} \mathbf{d}]^{-1} [\mathbf{d}^T \mathbf{r}_c \mathbf{d}] \mathbf{h}_l = \mu_{l\max} \mathbf{h}_l, \quad l = \overline{1, N-m},$$

представляют собой оптимальные векторы \mathbf{h}_l ,

$$l = \overline{1, N-m}.$$

Вероятностный критерий оптимизации введем на основе известного выражения для вероятности правильного обнаружения флюктуирующего сигнала на выходе l -го канала МФ:

$$D_l(q, \theta) = F^{1/[1+q\mu_l(\theta)]} = \exp\{\ln F / [1 + q\mu_l(\theta)]\},$$

$$l = \overline{1, N - m},$$

где q – отношение сигнал/помеха на входе РФ; F – вероятность ложной тревоги; $\mu_l(\theta)$ – выигрыш в отношении сигнал/помеха, определяемый выражением (3).

В результате аналогичного выражению (4) усреднения получим

$$D_l(q) = \frac{1}{\Delta\psi} \int_{\psi_l - \Delta\psi/2}^{\psi_l + \Delta\psi/2} D_l(q, \theta) d\theta =$$

$$= \frac{1}{\Delta\psi} \int_{\psi_l - \Delta\psi/2}^{\psi_l + \Delta\psi/2} \exp\{\ln F / [1 + q\mu_l(\theta)]\} d\theta, \quad (5)$$

$$l = \overline{1, N - m}.$$

Задача оптимизации теперь соответствует $\max_{h_l} D_l(q)$ при $F = \text{const}$, $q = \text{const}$ и решается методами нелинейного программирования, так как функционал (5) недифференцируем в явном виде по проекциям вектора h_l . При относительно небольших размерах интервала усреднения $\Delta\psi$ оптимизацию МФ без большой погрешности можно проводить по энергетическому критерию, вытекающему из выражения (4). По этой же причине, вычисляя $\mu_l(\theta) = \mu_l$ при $\theta = \psi_l$, можно перейти к упрощенному соотношению

$$D_l(q) = \exp[\ln F / (1 + q\mu_l)], \quad l = \overline{1, N - m},$$

которое удобно для раздельного по каналам МФ анализа эффективности системы обнаружения.

Для анализа эффективности системы обнаружения в целом и оптимизации МФ при одинаковом взвешивании во всех каналах ($h_l = h$) следует использовать среднюю по всем каналам вероятность правильного обнаружения

$$D(q) = \frac{1}{N - m} \sum_{l=1}^{N-m} D_l(q) =$$

$$= \frac{1}{N - m} \sum_{l=1}^{N-m} \exp[\ln F / (1 + q\mu_l)]. \quad (6)$$

Таким образом, оптимизация систем обнаружения когерентных сигналов на основе комбинации РФ–МФ проводится в два этапа. На первом этапе по энергетическому [5] или вероятностному [6] критерию оптимизируется РФ. На втором этапе оптимизируется МФ. При этом в случае различного взвешивания в каналах используется аналитическая процедура оптимизации по энергетическому критерию максимума отношения Рэлея (4), являющаяся приближенным вариантом оптимизации по вероятностному критерию (5), а в случае одинакового взвешивания в каналах методами нелинейного программирования находится численное решение по вероятностному критерию максимума выражения (6). Анализ систем обработки также может быть проведен по энергетическому и вероятностному критериям, соответствующим выражениям (3) и (6).

Результаты оптимизации систем обнаружения

Сравним эффективность систем когерентной обработки при $N = 10$, $m = 5$, $\lambda = 10^{-4}$, $F = 10^{-3}$, совместных флюктуациях сигнала ($\rho_{jk}^c = 1$) и нормированной ширине гауссовского спектра помехи $\beta_{\Pi} = \Delta f_{\Pi} T = 0,05$. На рис. 2, 3 приведены зависимости $\mu(\theta)$ при $\theta = \psi_l$ и $D(q)$ соответственно. На обоих рисунках кривые 1 соответствуют РФ, а кривые 2 – системе РФ–МФ, пунктиром обозначены зависимости, соответствующие оптимизации РФ по энергетическому критерию [5], сплошными кривыми – оптимизации РФ по вероятностному критерию [6] (оптимизация каждого канала МФ в обоих случаях проведена по энергетическому критерию, практически эквивалентному в данной ситуации вероятностному критерию).

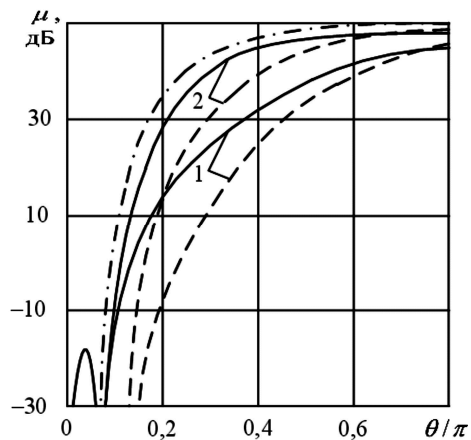


Рис. 2. Эффективность систем обнаружения по энергетическому критерию

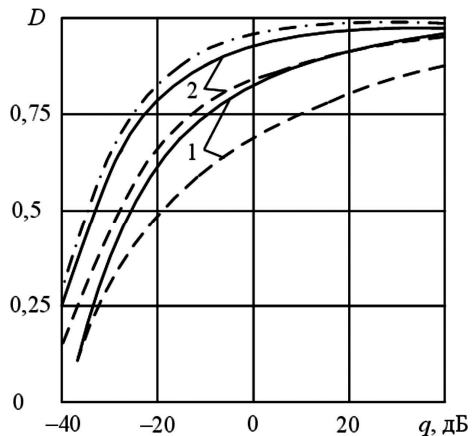


Рис. 3. Эффективность систем обнаружения по вероятностному критерию

Штрихпунктирные кривые определяют эффективность оптимальной системы, вытекающей из процедуры статистического синтеза путем вычисления отношения правдоподобия для одночастотного сигнала [3].

Из кривых на рис. 2 следует, что оптимизированный по энергетическому критерию РФ оказывается более узкополосным, чем оптимизированный по вероятностному критерию. Выигрыши последнего в диапазоне $\theta = (0,15 \dots 0,25)\pi$ составляют 18...36 дБ. С учетом последующей обработки в МФ это различие для системы

обработки в целом уменьшается за счет оптимизации параметров МФ до 10...28 дБ. При $m < 4$ оптимизация РФ по обоим критериям приводит к одинаковым результатам [6]. При уменьшении величины λ различие в эффективности сравниваемых вариантов системы также уменьшается, особенно с учетом обработки в МФ. Это обусловлено необходимостью более эффективного режектирования помехи до уровня собственного шума при снижении роли расширения полосы пропускания РФ [6], что сближает параметры РФ, оптимизированных по обоим критериям. Следует также отметить, что оптимизация системы РФ–МФ по вероятностному критерию позволяет приблизиться к эффективности оптимальной системы (штрихпунктирные кривые) в большей степени, чем при оптимизации по энергетическому критерию.

Кривые на рис. 3 показывают, что обусловленный оптимизацией по вероятностному критерию выигрыш в пороговом отношении сигнал/помеха q для РФ и системы РФ–МФ увеличивается с ростом усредненного значения вероятности D . При этом характер зависимостей $D(q)$ является результатом большего влияния на вероятностные характеристики эффективности системы при $\theta = (0,2...0,5)\pi$, чем при $\theta \rightarrow \pi$, где зависимость $D(\mu)$ имеет пологий характер. Сравнение с оптимальной системой позволяет установить, что оптимизированная по вероятностному критерию система РФ–МФ приближается по эффективности к оптимальной, уступая ей в величине порогового отношения сигнал/помеха q при $D = 0,5$ не более 2 дБ.

Заключение

Таким образом, при малом динамическом диапазоне помехи ($\lambda^{-1} \leq 40$ дБ) для систем обнаружения когерентных сигналов фиксированной структуры предпочтение следует отдать методу оптимизации по вероятностному критерию. При увеличении λ^{-1} происходит сближение параметров и эффективности систем в сравниваемых случаях, что с учетом удобств аналитического решения задачи оптимизации, а также более широких возможностей для реализации адаптивных алгоритмов обработки указывает на целесообразность использования метода оптимизации по энергетическому критерию.

Литература

1. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / Я.Д. Ширман, С.Т. Багдасарян, А.С. Мальяренко, Д.И. Леховицкий [и др.]; под ред Я.Д. Ширмана. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
2. Radar Handbook / Ed. by M. I. Skolnik. – 3rd ed. – McGraw–Hill, 2008. – 1352 p.
3. Попов Д.И. Оптимальная обработка многочастотных сигналов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2013. – Вып. 1. – С. 32-39.
4. Попов Д.И. Оптимизация систем когерентно-весовой обработки многочастотных сигналов // Цифровая обработка сигналов. – 2013. – № 4. – С. 17-21.
5. Попов Д.И. Адаптация нерекурсивных режекторных фильтров // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2009. – Т. 52, № 4. – С. 46-55.
6. Попов Д.И. Синтез адаптивных режекторных фильтров высоких порядков // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1999. – Т. 42, № 6. – С. 46-51.
7. Режекторный фильтр: а. с. 934816 СССР, МПК6 G 01 S 7/36, G 01 S 13/52 / Д.И. Попов; заявл. 30.10.1980; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 20 с.
8. Попов Д.И. Оценивание параметров пассивных помех // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2003. – Т. 46, № 3. – С. 71-80.
9. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. – 2009. – № 2. – С. 30-33.
10. Устройство для подавления пассивных помех: а. с. 875960 СССР, МПК6 G 01 S 7/36, G 01 S 13/52. / Д.И. Попов; заявл. 07.01.1980; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 11 с.
11. Устройство подавления пассивных помех: а. с. 1015757 СССР, МПК6 G 01 S 7/36 / Д.И. Попов; заявл. 05.12.1977; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 12 с.
12. Устройство адаптивной режекции пассивных помех: а. с. 1098399 СССР, МПК6 G 01 S 7/36 / Д.И. Попов; заявл. 12.06.1981; опубл. 20.12.1998, Бюл. № 35. – 16 с.
13. Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 4. – С. 32-37.
14. Попов Д.И. Адаптивные пороговые устройства // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2006. – Т. 49, № 3. – С. 30-35.

УДК 621.3.018.51

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ С OFDM МОДУЛЯЦИЕЙ И РАЗРАБОТКА РЕКОМЕНДАЦИИ ПО УМЕНЬШЕНИЮ ПИК-ФАКТОРА

*Ле Ван Ки, аспирант кафедры «Мультимедийных технологий и телекоммуникаций» МФТИ,
e-mail: levanky@phystech.edu.*

STUDY OF SIGNAL PROCESSING ALGORITHMS OF OFDM SIGNALS AND RECOMMENDATION DEVELOPMENT ON THE PAPR REDUCTION

Levan Ki

In this paper we analyze the structure of a radio signal with OFDM modulation and conduct a study (research) to reduce the Peak to Average Power Ratio (PAPR) by the use of some of the carrier frequencies (Tone reservation), by extending some modulation constellation points toward the outside and around of the constellation (fixed and adaptive – Active Constellation Extension and Adaptive Active Constellation Extension). As a result of complex research and such methods of signal processing, PAPR of OFDM signals is reduced significantly (about 5 dB) and the efficiency of using output amplifiers of the transmitting apparatus is improved.

Key words: radio signal, OFDM modulation, Peak to Average Power Ratio, signal constellation.

Ключевые слова: радиосигнал, OFDM модуляция, пик-фактор, сигнальное созвездие.

Введение

Известный недостаток систем с OFDM модуляцией – высокое отношение пиковой мощности к средней ее величине (PAPR) или высокий пик-фактор. За счет этого свойства OFDM радиосигнал содержит множество кратковременных пиков, что требует использования в передающих средствах усилителей мощности (УМ) с широким линейным динамическим диапазоном. Кроме того, если выбросы возникают достаточно часто в усилителе, сигнал ограничивается и, как следствие, появляются его внутрисполосные и внеполосные искажения. Возникающие нелинейные искажения передаваемого сигнала усложняют, а некоторых случаях делают невозможным демодуляцию сигнала на приёмной стороне. В данной статье проанализировано несколько методов подавления пик-фактора, известных под названиями резервирование несущих (Tone reservation, TR), расширение созвездия (Active Constellation Extension, ACE) и адаптивное расширение созвездия (Adaptive ACE). Рассмотрены также комбинированные методы обработки OFDM радиосигналов, рекомендуемые для эффективного уменьшения пик-фактора.

Алгоритмы обработки OFDM радиосигналов, применяемые с целью уменьшения пик-фактора

Оценка распределения уровней в OFDM радиосигнале

Известно [1], что уровни OFDM радиосигналов при

Проведены анализ структуры радиосигнала с OFDM модуляцией и исследование по уменьшению пик-фактора за счет использования части несущих частот (Tone reservation), с применением расширенной модификации созвездия OFDM, как стационарной, так и адаптивной (Active Constellation Extension и Adaptive Active Constellation Extension). В результате исследования разработан комплекс методов обработки OFDM радиосигналов, позволяющий существенно снизить (примерно на 5 дБ) пик-фактор и повысить эффективность применения выходных усилителей передающих средств.

большом числе синусоидальных колебаний и различных их фазовых отношениях имеют распределение плотности вероятности, близкое к нормальному. Очевидно, что при различных параметрах этих сигналов распределение их уровней может несколько отличаться от нормального распределения. По этой причине был проведен анализ плотности распределения таких сигналов. В первой горизонтальной графе табл. 1 приведены основные дискретные параметры плотности нормального распределения $N(0, \sigma)$, пронормированного на 100 % по максимальному размаху и на величину СКО $\sigma = 1$. В этом случае уровни нормального распределения в дискретных точках $n = \pm 1, \pm 2, \dots$ соответственно равны $p(n) = 100 \cdot \exp[-n^2/2]$.

При анализе параметров реального действительного OFDM сигнала применялась последовательность из 2000 синусоидальных колебаний QAM 16 с заданными случайными значениями уровней и фаз. При этом для анализа плотностей распределения этих сигналов применялось ДПФ с длиной 8 k и 16 k .

Таблица 1. Анализ соответствия плотностей распределений нормального закона и реального действительного OFDM сигнала

Уровень сигналов	Max	1	2	3	4
Распределение					
Нормальное распределение	100%	60.65%	13.53%	1.11%	3.35e ⁻² %
Плотность распределения сигнала длины Фурье 8k	99.97%	61.25 %	13.37%	1.23%	2.92e ⁻² %
Плотность распределения сигнала длины Фурье 16k	99.74%	61.43%	15.25%	1.46%	3.23e ⁻² %

На рис.1. приведены отклонения плотности распределения действительных сигналов при длине ДПФ $8k$ и $16k$ от функции нормального распределения.

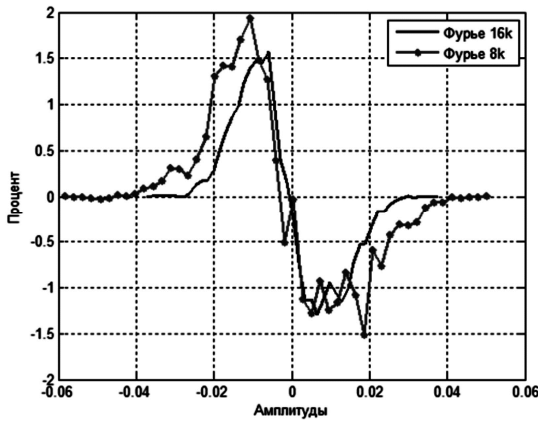


Рис. 1. Отклонения плотности распределения действительных сигналов от нормального распределения при ДПФ $8k$ и $16k$

Из рис. 1 видно, что в данном случае максимальное отклонение формы плотности распределения действительных сигналов в данном случае отличается от распределения нормального закона не более, чем на 2%. Очевидно, это различие будет еще меньшим при увеличении числа несущих и размера ДПФ. Отсюда можно сделать вывод: OFDM сигналы практически подчиняются закону нормального распределения.

Метод резервных несущих (Tone reservation)

Суть метода заключается в выделении несколько несущих для оформления «ядра», обеспечивающего снижение пик-фактора [2, 3, 4]. Каждый итеративный алгоритм обеспечивает поиск самого наибольшего пика OFDM сигнала и с использованием реализованного ядра формируется «анти-пик» для снижения уровня такого выброса. Реализуя сложное математическое формирование, алгоритм выполняется рядом нижеследующих пунктов.

Предположим, что исходная величина коррекции пиков $c_n^{(0)}$ на всех точках n сигнала равно нулю $c_n^{(0)} = 0$, $0 \leq n \leq N_{FFT} - 1$.

1. Присваивается начальный номер итерации $i = 1$.

2. Находится максимальное значение модуля сигнала $y^{(i)}$ и его положение $m^{(i)}$:

$$y^{(i)} = \max |x_n + c_n^{(i-1)}|;$$

$$m^{(i)} = \arg \max |x_n + c_n^{(i-1)}|,$$

где $n = 0, 1, \dots, N_{FFT} - 1$.

Если $y^{(i)} < V_{clip}$ (заданный уровень отсечки, принцип выбора которого приведен выше), то i уменьшается на 1 и производится переход к 7-му шагу.

3. Вычисляется отклонение по уровню $u^{(i)} = \frac{x_{m^{(i)}} + c_{m^{(i)}}^{(i-1)}}{y^{(i)}}$.

4. Находится величина отклонения $\alpha^{(i)} = y^{(i)} - V_{clip}$.

Если $\alpha^{(i)} = 0$, то i уменьшается на 1 и производится переход к 7-му шагу.

5. Значение вектора c_n изменяется следующим образом:

$$c_n^{(i)} = c_n^{(i-1)} - \alpha^{(i)} u^{(i)} P_{(n-m^{(i)}) \bmod N_{FFT}},$$

где $P_r = \frac{1}{N_{TR}} \sum_{k \in S_i} \frac{2\pi r k}{N_{FFT}}$ – формируемое комплексное ядро с использованием: множества частот S_i , N_{TR} – число резервных несущих, используемых при реализации алгоритма.

6. Если номер итерации $i < N_{FFT} - 1$, то его величина увеличивается на 1, в противном случае происходит переход к 7-му шагу.

7. Полученное значение сигнала обновляется: $x'_n = x_n + c_n^{(i)}$.

Таким образом, итерационный алгоритм последовательно находит максимальный экстремум в OFDM и обеспечивает его подавление до величины V_{clip} . Этот алгоритм реализован с применением двух критериев оптимизации, основанных на выборе:

- оптимального или квазиоптимального ядра;
- наиболее подходящего значения V_{clip} .

Исследования показывают, что если для построения ядра выбирается некоторое регулярное значение частоты, то эффективность уменьшения пик-фактора оказывается незначительной. Алгоритм оказывается весьма эффективным, когда при построении ядра выбираются случайные частоты.

Существует много методов выбора оптимального ядра, которое обеспечивает максимальное уменьшение пик-фактора. У такого ядра все выбросы, кроме главного, должны иметь минимальные и примерно одинаковые по величине вторичные пики (см. рис. 2). Такой вероятный метод по сравнению с методом случайного выбора частот не обеспечивает большого выигрыша [5].

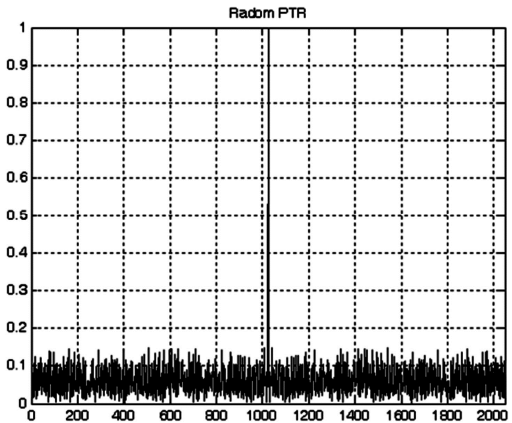


Рис. 2. Ядро алгоритма Tone reservation (TR)

Выбор V_{clip} играет очень важную роль в оптимизации алгоритма TR. Если выбирается слишком большая величина V_{clip} , то выигрыш оказывается незначительным. Выбранная малая величина V_{clip} также не гарантирует хороший выигрыш. Поэтому необходим приблизительный выбор оптимального значения V_{clip} , соответствующего требуемому объему используемого алгоритма (рис. 3).

На рис. 4 в качестве примера приведены результаты обработки выбросов OFDM сигнала за счет применения алгоритма с резервными несущими.

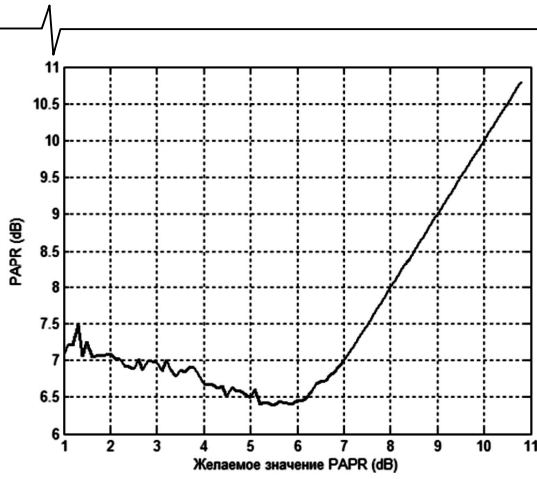


Рис. 3. Зависимость V_{clip} (желаемое значение PAPR) от значения PAPR после применения алгоритма

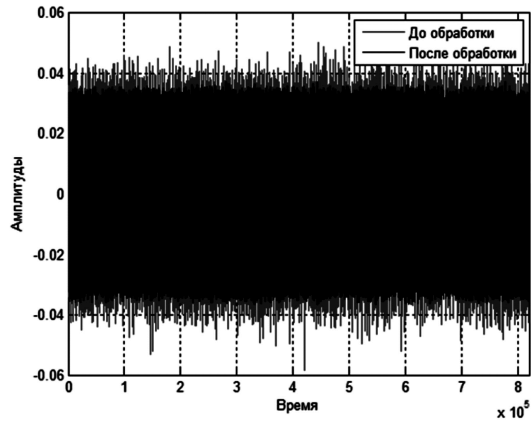


Рис. 4. Амплитуды сигнала до и после алгоритма

Алгоритм Расширения Активного Созвездия (ACE)

ACE подход [6] основан на возможности динамически изменить позиции некоторых точек созвездия в целях сокращения пиков сигнала во временной области (из-за конструктивных особенностей подмножества данных частотной области) без изменения передаваемого объема информации (рис. 5). Расширение выполняется итеративно, в соответствии с ниже следующей процедурой.

1. Алгоритм начинается с представления OFDM символа в частотной области.
2. Затем во временной области осуществляется ограничение сигнала по уровню, превышающему заданное значение.
3. Повторно преобразовать представление в частотной области и восстановить все точки созвездия, перемещенные в неразрешенном направлении.
4. Возвращение к пункту перехода во временную область до достижения фиксированного числа итераций.

Данный алгоритм состоит из нижеследующих пунктов.

1. Передискретизировать сигнал с коэффициентом, равным 4, промежуточные значения заполнить нулями и преобразовать сигнал ОДПФ: $X \rightarrow X'$.

2. Ограничить сигнал:

$$X''_n = \begin{cases} X'_n, & \text{if } X'_n \leq V_{clip}, \\ V_{clip} * \frac{X'_n}{X'_n}, & \text{if } X'_n \geq V_{clip}. \end{cases}$$

3. Преобразовать сигнал с помощью ДПФ со снижением длины Фурье-образа в 4 раза: $X'' \rightarrow X_c$.

4. Реализовать расширение сигнала созвездия: $X'_c = X + G*(X_c - X)$,

где G – параметр сходимости.

5. Ограничить расширение сигнала созвездия:

$$X'_c \rightarrow X''_c;$$

$$\text{Re}\{X''_{c,n}\} = \begin{cases} \text{Re}\{X'_{c,n}\}, & \text{if } |\text{Re}\{X'_{c,n}\}| \leq L, \\ L, & \text{if } \text{Re}\{X'_{c,n}\} \geq L, \\ -L, & \text{if } \text{Re}\{X'_{c,n}\} < -L, \end{cases}$$

$$\text{Im}\{X''_{c,n}\} = \begin{cases} \text{Im}\{X'_{c,n}\}, & \text{if } |\text{Im}\{X'_{c,n}\}| \leq L, \\ L, & \text{if } \text{Im}\{X'_{c,n}\} \geq L, \\ -L, & \text{if } \text{Im}\{X'_{c,n}\} < -L. \end{cases}$$

где L – максимальная величина увеличения сигнала созвездия.

6. Получение выходные сигналы в частотной области:

$$\text{Re}\{X_{ACE,n}\} = \begin{cases} \text{Re}\{X''_{c,n}\}, & \text{if } \text{Re}\{X_n\} \text{ принадлежит расширению,} \\ & \text{AND } |\text{Re}\{X''_{c,n}\}| > |\text{Re}\{X_n\}|, \\ & \text{AND } \text{Re}\{X''_{c,n}\} * \text{Re}\{X_n\} > 0, \\ \text{Re}\{X_n\}, & \text{иначе.} \end{cases}$$

$$\text{Im}\{X_{ACE,n}\} = \begin{cases} \text{Im}\{X''_{c,n}\}, & \text{if } \text{Im}\{X_n\} \text{ принадлежит расширению,} \\ & \text{AND } |\text{Im}\{X''_{c,n}\}| > |\text{Im}\{X_n\}|, \\ & \text{AND } \text{Im}\{X''_{c,n}\} * \text{Im}\{X_n\} > 0, \\ \text{Im}\{X_n\}, & \text{иначе.} \end{cases}$$

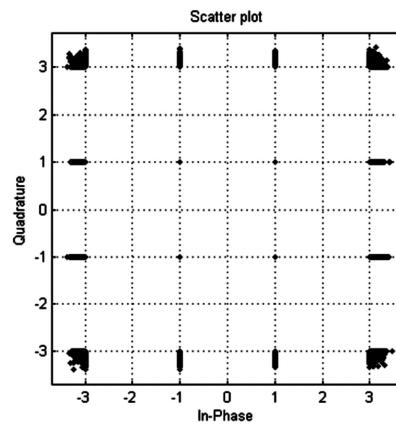
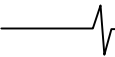


Рис. 5. Сигнальное созвездие после обработки

Наиболее важным этапом этого метода является выбор уровня отсечки: большое значение (что соответствует высокому уровню PAPR) дает незначительное увеличение мощности при плохой сходимости, так как сигнал вряд ли будет ограничиваться. С другой стороны, очень низкий уровень отсечки обеспечивает плохую сходимость, незначительное увеличение мощности и большое значение ошибок (BER).



Алгоритм Адаптивного Расширения Активного Созвездия (Adaptive ACE)

Основной идеей алгоритма A-ACE [6, 7] является создание «анти-пика» сигнала для уменьшения PAPR путем преобразования области отсечения в шумовую составляющую в возможной области расширения сигнала созвездия и обеспечения удаления внеполосного искажения путем фильтрации (см. рис. 6). Таким образом, способ A-ACE рассматривается как повторный процесс ограничения и фильтрации.

Алгоритм включает нижеследующие шаги.

1. Выбирается значение уровня отсечки A и число итераций.

2. Устанавливаются исходные данные: $i = 0$, $X(0) = X$, $A(0) = A$.

3. Находятся значения отклонений:

$$C_n^{(i)} = \begin{cases} (|X_n^{(i)}| - A)e^{j\theta_n}, & \text{if } |X_n^{(i)}| > A, \\ 0, & \text{if } |X_n^{(i)}| \leq A. \end{cases}$$

Если никакой части сигнала не ограничено, то алгоритм завершен и полученный сигнал сформирован.

4. Вычисляется матрица передачи T , «анти-пика» $C_n^{*(i)}$:

$$Q^{(i)} = \begin{cases} X_n^{(i)} + C_n^{(i)}, & \text{if } C_n^{(i)} \neq 0, \\ 0, & \text{if } C_n^{(i)} = 0, \end{cases}$$

$$T^{(i)} = Q^{*(i)} * Q^{(i)},$$

где: $Q^{*(i)}$ – сопряженная матрица $Q^{(i)}$; $C_n^{*(i)} = T^{(i)} * C_n^{(i)}$.

5. Вычисляется значение коэффициента ограничения и обновляется $X_n^{(i)}$:

$$\mu = \frac{\text{Re}[C_n^{*(i)} * C_n^{(i)}]}{C_n^{*(i)} * C_n^{(i)}}, \quad X_n^{(i+1)} = X_n^{(i)} + \mu * C_n^{*(i)}.$$

6. Обновляется уровень ограничения:

$$\nabla = \frac{\sum_{\text{if } |X_n^{(i)}| > A} C_n^{(i)}}{N_p},$$

где: N_p – число пиков выше уровня отсечения;

$$A^{(i+1)} = A^{(i)} + g * \nabla.$$

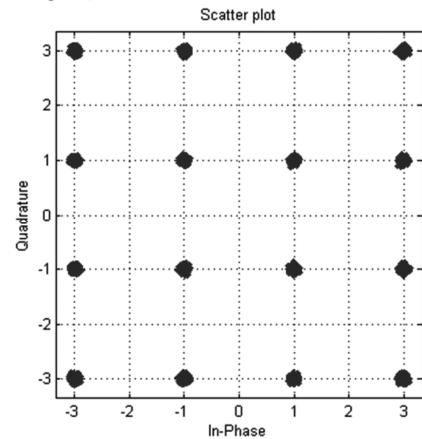


Рис. 6. Сигнальное созвездие после обработки

Результаты исследований

Результаты исследований приведены ниже в таблицах. При анализе обработки с применением резервных несущих использовано 5 % и 10 % из общего числа 2000 несущих в OFDM радиосигнале. В данном случае исходная величина PAPR = 11,41 дБ, все остальные данные также определены в дБ.

Заключение

В табл. 6 поясняется, насколько можно увеличить мощность радиосигналов (в дБ) на информационных несущих независимо от количества несущих, используемых при построении ядра.

По результатам исследований можно сделать следующие выводы:

1. Плотность распределения OFDM радиосигналов практически строго соответствует нормальному закону.

Таблица 2: Результат исследования для типа модуляции OFDM – 16 QAM

16 QAM		
Тип обработки	5 % несущих	10 % несущих
Исходный PAPR	11.41	
PAPR после TR ^[1]	7.4	7.03
PAPR после ACE ^[2]	7.34	6.95
PAPR после Adaptive ACE ^[2]	6.11	6.07
Выигрыш \sum_{TR+ACE} / MER	4.07 / 40.5	4.46 / 43.3
Выигрыш $\sum_{TR+A-ACE} / MER$	5.30 / 38.32	5.34 / 40.72

Таблица 3: Результат исследования для типа модуляции OFDM – 64 QAM

64 QAM		
Тип обработки	5 % несущих	10 % несущих
Исходный PAPR	11.36	
PAPR после TR ^[1]	7.32	7.24
PAPR после ACE ^[2]	7.26	7.19
PAPR после Adaptive ACE ^[2]	6.1	6.08
Выигрыш \sum_{TR+ACE} / MER	4.10 / 39.7	4.17 / 42.5
Выигрыш $\sum_{TR+A-ACE} / MER$	5.26 / 42.25	5.28 / 45.7

Таблица 4: Результат исследования для типа модуляции OFDM - 16 QAM.

16 QAM				
Тип обработки	5 % несущих		10 % несущих	
Исходный PAPR	11.41			
PAPR после ACE ^[1]	10.16		10.28	
PAPR после Adaptive ACE ^[1]	10.04		9.84	
PAPR после TR ^[2]	After A-ACE	After ACE	After A-ACE	After ACE
	7.13	7.31	6.9	7.08
Выигрыш \sum_{ACE+TR} / MER	4.10 / 38.63		4.33 / 39.65	
Выигрыш $\sum_{A-ACE+TR} / MER$	4.28 / 41.02		4.51 / 42.03	

Таблица 5: Результат исследования для типа модуляции OFDM – 64 QAM

64 QAM				
Тип обработки	5 % несущих		10 % несущих	
Исходный PAPR	11.36			
PAPR после ACE ^[1]	10.40		10.74	
PAPR после Adaptive ACE ^[1]	8.86		9.93	
PAPR после TR ^[2]	After A-ACE	After ACE	After A-ACE	After ACE
	7.27	7.34	6.95	7.16
Выигрыш \sum_{ACE+TR} / MER	4.02 / 39.92		4.20 / 40.52	
Выигрыш $\sum_{A-ACE+TR} / MER$	4.09 / 40.69		4.41 / 42.05	

Примечание: Сначала применяется один алгоритм из [1], затем последовательно один алгоритм из [2].

Таблица 6: Увеличение мощности на информационных несущих для модуляции OFDM – 16 QAM

Увеличение мощности на информационных несущих 16 QAM		
Тип обработки	5 % несущих	10 % несущих
Выигрыш \sum_{TR+ACE}	3.75	4.32
Выигрыш $\sum_{TR+A-ACE}$	4.98	5.20

2. Чем большая доля несущих используется для построения ядра в алгоритме, использующем резервные несущие, тем больше выигрыш в уменьшении пик-фактора.

3. Алгоритм Adaptive ACE более эффективен, чем алгоритм ACE и не очень зависит от типов модуляции.

4. Алгоритмы Adaptive ACE и ACE имеют компромисс: чем больше уменьшение пик-фактора, тем меньше значение MER.

5. Комбинированный метод TR+ Adaptive ACE (TR первый) дает результат лучше, чем метода Adaptive ACE + TR (TR последний).

Автор благодарит к.т.н. Иртыгу Владимира Александровича за помощь в составлении алгоритмов обработки OFDM сигналов.

Литература

1. Дворкович В.П., Дворкович А.В., Измерение в видеоинформационных системах (теория и практика). М.: Техносфера, 2015, 890 с.

2. Коржихин Е.О., Власюк И.В., Методы снижения пик-фактора в системах наземного цифрового телевизионного вещания стандарта DVB-T2 // IT – Comm – Системы подвижной связи и цифрового телерадиовещания. Вы-

пуск по итогам 6-й отраслевой научной конференции МТУСИ «Технологии информационного общества», М.: «ИД Медиа Паблшер» – 2012 г. – № 9 – с.83-86.

3. ETSI EN 302 755 V1.3.1 (2012-04) Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2).

4. Tellado, J., Cioffi, J.M., PAR Reduction in Multicarrier Transmission Systems.

5. Dae-Woon Lim, Hyung-Suk Noh, Jong-Seon No, Near Optimal PRT Set Selection Algorithm for Tone Reservation in OFDM Systems // IEEE Transactions On Broadcasting, Vol. 54, No. 3, September 2008.

6. Grace R. Woo, Douglas L. Jones, Peak Power Reduction in MIMO OFDM via Active Channel Extension // IEEE 2636 - 2639 Vol. 4, 16-20 May 2005

7. Madhuri P., Dr Malleswari B. L., Peak-To-Average Power Ratio Reduction by CB-ACE and Adaptive Ace Algorithms // ISSN 2250-2459, Volume 2, Issue 2, February 2012.

8. G.Karthikeyan, Dr.G.Indumathi, S.Kannadhasan, PAPR Reduction in OFDM Systems using Adaptive Active Constellation Extension Algorithm // ISSN 2320 – 9798, Vol. 1, Issue 4, June 2013.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ДЕТЕКТИРОВАНИЯ И КОМПЕНСАЦИИ ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛЬНОГО СОЗВЕЗДИЯ ФМН-2 НА ОСНОВЕ ВЕКТОРА ОШИБОК

Кисельников А.Е., аспирант кафедры динамики электронных систем Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова, e-mail: a.kiselnikov@uniyar.ac.ru;

Дубов М.А., к.т.н., ассистент кафедры динамики электронных систем Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова, e-mail: michaeldubov@gmail.com;

Приоров А.Л., д.т.н., доцент кафедры динамики электронных систем Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова, e-mail: andcat@yandex.ru.

DISTORTION DETECTION ALGORITHM DEVELOPMENT FOR BPSK SIGNAL CONSTELLATION

Kiselnikov A.E., Dubov M.A., Priorov A.L.

The scope of this work is a distortion identification of BPSK signal constellation. An algorithm for the received BPSK signal quality assessing is developed. It allows to distinguish the signal constellation distortion effects and AWGN acting on the signal. The main feature of the algorithm is the use of a received signal quality mixed metric, which includes the elements of the standard metrics (BER) and the non-reference metrics (EVM).

Key words: EVM, BPSK, noise immunity, signal constellation, distortion compensation, quadrature receiver, non-reference metric.

Ключевые слова: вектор ошибок, ФМН-2, помехоустойчивость, сигнальное созвездие, компенсация искажений, квадратурный прием, неэталонная метрика.

Введение

В последние годы подавляющее большинство радиоэлектронных устройств в нашей стране выполнялось преимущественно на зарубежной элементной базе. В настоящее время по ряду причин произошло резкое подорожание импортных электронных компонентов. Многие разработчики для того чтобы не потерять свою долю на рынке пошли по пути использования электронных компонентов более низкого класса, соответственно с более высоким допуском на номинальные характеристики и диапазон их изменения под влиянием внешних факторов и времени, что может приводить к различным искажениям сигнала.

С точки зрения обнаружения и идентификации при демодуляции фазоманипулированных (ФМН) сигналов наиболее сложным является поворот сигнального созвездия, поскольку его воздействие ухудшает помехоустойчивость системы, в то время как отношение сигнал-шум (ОСШ) в полосе фильтра основной селекции (ФОС) остается неизменным. Искажения данного типа могут проявляться при прохождении радиосигнала с цифровой модуляцией через плотную городскую застройку, а также могут быть вызваны некорректной работой аналогового тракта радиоприемного устройства [1].

Рассмотрим этот случай более подробно. Структурная схема цифрового приемника представлена на рис. 1. Первый блок после антенны состоит из малошумящего усилителя (МШУ), преселектора и системы пе-

Работа посвящена анализу влияния на сигнал с ФМН-2 искажений в канале радиосвязи и радиочастотном тракте трансиверов. Предложен алгоритм оценки качества принимаемого сигнала с модуляцией ФМН-2, позволяющий различить влияние на сигнал искажения сигнального созвездия от воздействия АБГШ, а также компенсировать их. Основной особенностью данного алгоритма является использование смешанной метрики оценки качества принимаемого сигнала, включающей в себя как элементы эталонной метрики (BER), так и неэталонной (EVM).

реноса несущего колебания на промежуточную частоту (ПЧ). Далее следует фильтр основной селекции. После фильтрации сигнал переносится на нулевую частоту при помощи квадратурного демодулятора, затем при помощи фильтра нижних частот (ФНЧ) подавляется суммарная составляющая и происходит преобразование сигнала в цифровую форму с использованием аналого-цифрового преобразователя (АЦП). На следующем этапе сигнал передается на цифровой сигнальный процессор (ЦСП) для дальнейшей обработки [2, 3].

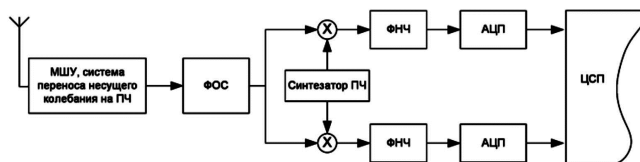
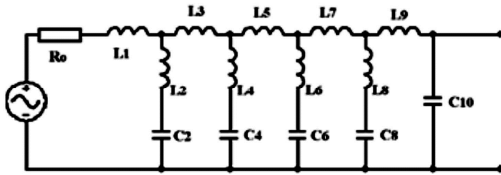


Рис. 1. Структурная схема квадратурного приемника

В данной схеме в тракте каждой из квадратур применяется система фильтрации для устранения суммарной составляющей перемножения частот, а также обеспечения необходимых чувствительности и избирательности приемника. Для достижения высоких характеристик радиоприемного устройства необходимо, чтобы система

фильтрации обладала следующими характеристиками: высоким уровнем подавления в полосе задержания, минимальной неравномерностью АЧХ в полосе пропускания, малой шириной переходной полосы. Перечисленные характеристики свойственны аналоговым фильтрам высоких порядков [4] (рис. 2).

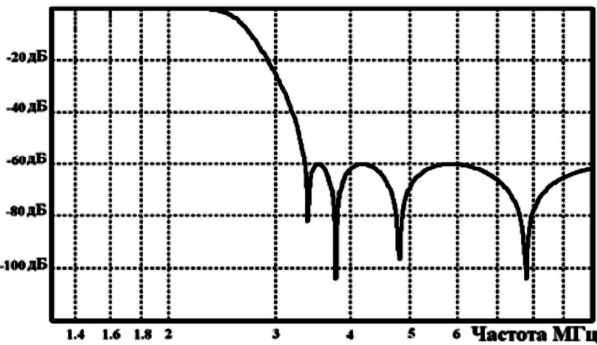
Схема принципиальная электрическая



Фильтр Чебышева второго рода 10-го порядка

а)

Амплитудно-частотная характеристика



б)

Рис. 2. Пример расчета аналогового фильтра высокого порядка в среде Filter Solutions:

а) принципиальная электрическая схема; б) амплитудно-частотная характеристика

Высокий порядок аналогового фильтра влечет за собой использование большого количества радиоэлектронных компонентов, номинальные характеристики которых имеют определенные допуски, а также подвержены влиянию времени, что приводит к снижению идентичности радиочастотных трактов каждой из квадратур и проявляется в виде искажения сигнального созвездия. Например, на промежуточной частоте, равной 1 МГц, различие постоянных времени $\Delta\tau = 0,25\text{ мкс}$ приведет к разбалансу, равному $\frac{\pi}{4}\text{ рад}$ и повороту сигнального созвездия на $\frac{\pi}{8}\text{ рад}$.

Целью работы является создание алгоритма, базирующегося на методе анализа вектора ошибок (EVM), который позволит идентифицировать появление искажений в условиях воздействия на канал передачи аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) при демодуляции сигнала с бинарной фазовой манипуляцией (ФМН-2) и компенсировать влияние искажений сигнального созвездия на помехоустойчивость приема.

Анализ помехоустойчивости приема при искажении сигнального созвездия

Рассмотрим помехоустойчивость сигналов с модуляцией ФМН-2. Пусть на сигнал в тракте передачи воз-

действует АБГШ с нулевым математическим ожиданием, а соотношение энергии бита к спектральной плотности мощности шума в канале передачи $\frac{E_b}{N_0}$ является заданной величиной [5].

Рассмотрим сигнальное созвездие ФМН-2 в квадратурной плоскости. В данном случае имеются две точки, расположенные на расстоянии $\sqrt{E_s}$ от начала координат [6, 7], причем квадратурная составляющая равна нулю. Используя выражение, определяющее вероятность появления битовой ошибки (BER) при когерентной демодуляции сигнала [8]

$$BER = \frac{1}{2} [1 - \operatorname{erf}(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}})] ,$$

где $\operatorname{erf}(x)$ – функция ошибок Лапласа, можно определить BER для случая искажения, влияние которого проявляется в виде поворота сигнального созвездия вокруг начала координат. Тогда выражение, определяющее BER, будет модифицировано следующим образом:

$$BER_{dist} = \frac{1}{2} [1 - \operatorname{erf}(\cos(\varphi) \sqrt{\frac{E_b}{N_0}})] .$$

На рис. 3 показано влияние искажения на сигнальное созвездие, в результате чего уменьшается помехозащищенность приемника [9], здесь \hat{S} – принятый символ в квадратурной плоскости, а μ и σ – соответственно дисперсия и матожидание воздействующего на систему АБГШ.

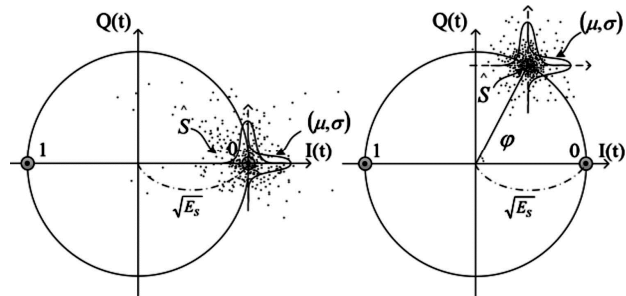


Рис. 3. Воздействие искажений квадратур на сигнальное созвездие: а) воздействие АБГШ;

б) одновременное воздействие АБГШ и искажения созвездия

Разработка алгоритма идентификации искажения и его компенсации

Рассмотрим алгоритм обнаружения и устранения влияния поворота сигнального созвездия, основанный на применении двух метрик: эталонной метрики оценки шумового воздействия по пилот-сигналу и неэталонной метрики анализа вектора ошибок (EVM). Блок-схема указанного алгоритма приведена на рис. 4.

После приема кадра производится оценка пилот-сигнала. Если он принят удовлетворительно, то алгоритм передает информацию для дальнейшей обработки [10], при этом производится вычисление вектора ошибки, а показатели сохраняются в буфере. В противном случае, аналогично случаю успешного приема кадра, производится вычисление вектора ошибок и сохранение

показателей в буфере, но основным отличием здесь является запуск алгоритма анализа поведения величины вектора ошибок как на интервале принятого кадра, так и на более длительном интервале за счет накопленной в буфере статистики.

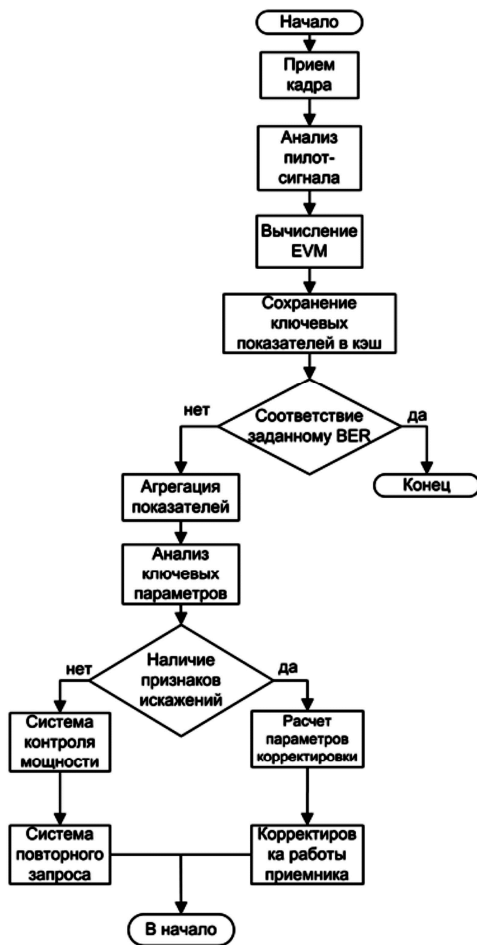


Рис. 4. Блок-схема алгоритма определения воздействия искажений и активации системы компенсации

Данная мера объясняется спецификой влияния различных искажений на помехоустойчивость приема, а также различной методикой их обнаружения и компенсации. В случае многократного последовательного получения пакета с показателями EVM , свидетельствующими о воздействии АБГШ, принимается решение о задействовании петли контроля мощности, в случае ее наличия в системе связи, с целью повышения ОСШ в канале передачи информации. В противном случае, если принимаются пакеты с отсутствием признаков в поведении вектора ошибок, сигнализирующих о необходимости увеличения ОСШ в канале, но BER продолжает превышать допустимый порог, проводится анализ информации, накопленной в буфере. На следующем этапе делается вывод о наличии или отсутствии разбаланса квадратур или искажения созвездия в системе передачи информации.

Особенности работы алгоритма компенсации

Рассмотрим более подробно особенности работы данного алгоритма. После посимвольного приема дискретного сообщения на выходе демодулятора имеются значения I и Q компонент принятого символа \hat{S}_i , кото-

рые сохраняются в буфере в виде следующих структур:

$$\hat{S}_i = \{I_i; Q_i\}.$$

На следующем этапе производится накопление элементов S_i , которые могут быть получены как из одного кадра, так и агрегированы из нескольких. После накопления кадра необходимой длины происходит нормировка вектора ошибок на среднюю мощность принятого сигнала и вычисление усредненного вектора ошибки. Коэффициент нормировки может быть записан следующим образом:

$$A = \sqrt{\left(\sum_{i=0}^k \frac{P(\hat{S}_i)}{M} \right)^{-1}},$$

где M – порядок модуляции, $P(\hat{S}_i)$ – энергия принятого символа, k – размер кадра [11-13]. Поскольку все символы сигнала ФМН-2 имеют одинаковую энергию, разбаланс квадратур по фазе приведет к повороту сигнального созвездия относительно начала координат на величину, равную половине фазового разбаланса, без каких-либо дополнительных искажений. Следовательно, зная величину вектора ошибки и коэффициент нормировки, можно компенсировать искажение созвездия:

$$\bar{\varphi}(k) = \arccos\left(\frac{1}{2} A \overline{EVM}(k) - \sqrt{\bar{E}_s}\right),$$

где k – размер кадра, на котором вычислен вектор

ошибок, \bar{E}_s – усредненная энергия символа, \overline{EVM} – усредненное значение вектора ошибок, вычисленное при приеме кадра длиной 1024 бита. Взаимосвязь данных величин дополнительно проиллюстрирована на рис. 5.

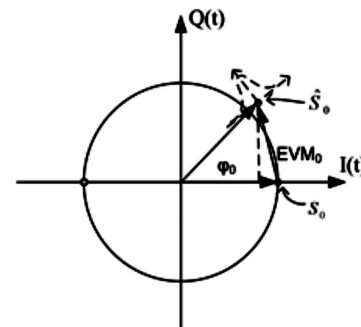


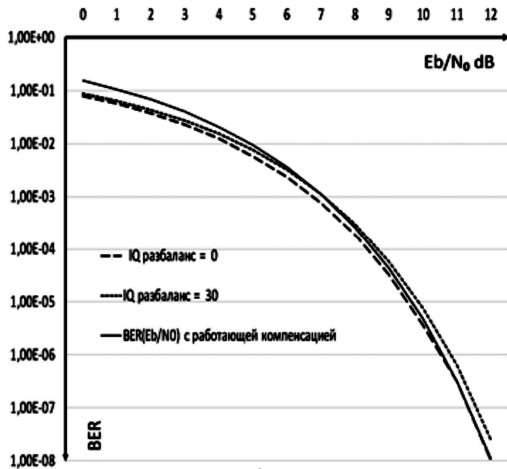
Рис. 5. Определение величины угла поворота

На рис. 6 приведены результаты работы алгоритма для величин угла поворота $\frac{\pi}{6} \text{ рад}$ и $\frac{\pi}{3} \text{ рад}$, при величине кадра, на котором вычисляется вектор ошибки, равной 1024 бита. Здесь пунктирной линией с крупным штрихом изображена зависимость вероятности появления битовой ошибки от соотношения $\frac{E_b}{N_0}$, мелким пунк-

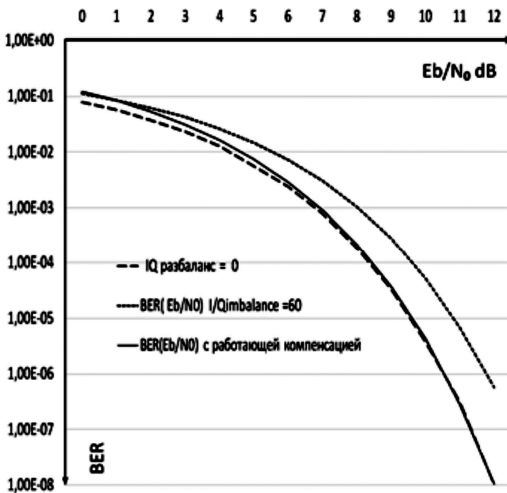
тиром – при воздействии искажения, сплошной линией – при работе алгоритма компенсации.

Исходя из представленных графиков, можно сделать вывод, что при низких ОСШ в канале передачи алгоритм компенсации работает некорректно, т.к. вектор ошибки вычисляется неэталонно, следовательно, в том случае,

когда символ принят ошибочно, в вычисление *EVM* будет внесена погрешность вне зависимости от размера кадра, на котором нормируется и вычисляется вектор ошибки [14].



а)



б)

Рис. 6. Работа алгоритма компенсации для заданного угла поворота сигнального созвездия:

$$а) \frac{\pi}{6} \text{ рад} ; б) \frac{\pi}{3} \text{ рад}$$

Определим порог отношения $\frac{E_b}{N_0}$ в канале передачи,

при котором алгоритм компенсации начинает давать выигрыш, для различных величин угла поворота созвездия. График соответствующей зависимости представлен на рис. 7.

Чтобы обеспечить максимально эффективную работу алгоритма компенсации, не ухудшая текущие параметры системы передачи, необходимо разработать метод анализа принимаемого сигнала, позволяющий активировать алгоритм компенсации в области его эффективной работы. Стоит отметить, что анализ пилот-сигнала не позволяет дифференцировать влияние поворота созвездия [15–17]. На рис. 8 приведены два созвездия, одно из которых искажено, при *ОСИ* в канале передачи 9,2 дБ, второе без искажений, но *ОСИ* в канале передачи равно 7,6 дБ. В обоих случаях вероятность появления битовой ошибки одинакова и равна $1,9 \cdot 10^{-4}$.

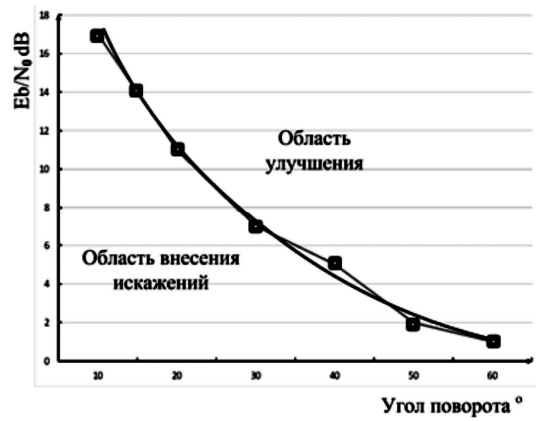
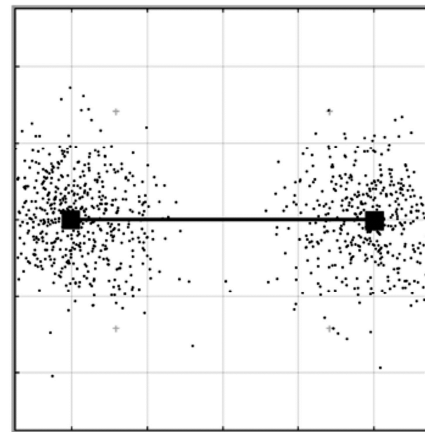
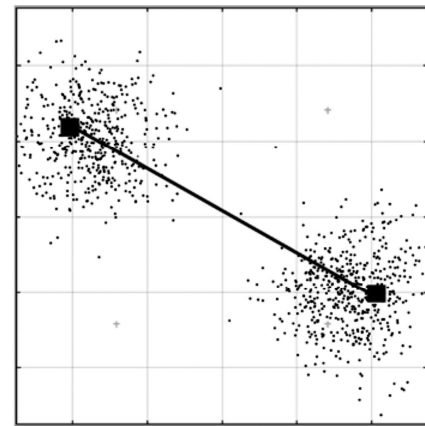


Рис. 7. Диаграмма работы системы компенсации



а)

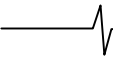


б)

Рис. 8. Сигнальные созвездия с одинаковой BER: а) без смещения; б) при наличии смещения

Для того чтобы решить задачу различения влияния *АБГШ* и поворота сигнального созвездия, рассмотрим поведение величины вектора ошибки *EVM*. На блок-схеме, приведенной на рис. 4, в случае несоответствия *BER* заданным требованиям, производится вычисление *EVM* и сохранение показателей в буфере. При помощи правила Стерджеса [18] имеющиеся в буфере данные разбиваются на интервалы, величина которых определяется следующим выражением:

$$l = \frac{\overline{EVM}_{\max} - \overline{EVM}_{\min}}{1 + \log_2(k)}$$



где \overline{EVM}_{\max} и \overline{EVM}_{\min} – максимальная и минимальная величина усредненного вектора ошибки, вычисленного при обработке кадра, длина которого равна 1024 бита, k – размер кадра. На следующем этапе происходит подсчет количества попаданий значений в буфере в каждый из интервалов L_i , абсолютные значения границ которого определяются следующим выражением:

$$L_i = \{\overline{EVM}_{\min} + li; \overline{EVM}_{\min} + l(i+1)\}.$$

Графическая интерпретация данного процесса представлена на рис. 9, где слева изображено сигнальное созвездие, при приеме которого произведена агрегация показателей, а справа – гистограмма значений

\overline{EVM} по интервалам L_i . Данные интервалы выражены в процентах, где по оси абсцисс за 100 % принята величина, равная $\sqrt{E_s}$, а по оси ординат – количество отсчетов, попавших в интервал.

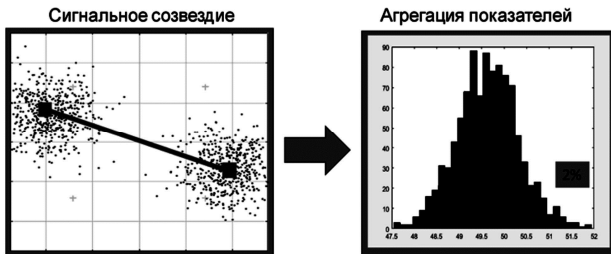


Рис. 9. Агрегация показателей
(размер кадра 1024 бита, 1000 кадров)

В том случае, если сигнальное созвездие подвергается искажению при незначительном воздействии АБГШ, медиана распределения, представленного на гистограмме, будет смещена пропорционально величине искажения, в то время как разброс относительно нее будет незначительным. В противном случае будет наблюдаться обратная картина – значительный разброс по заданному порогу при минимальном смещении, т.к. по условиям моделирования математическое ожидание воздействующего на сигнал шума равно нулю [5, 19].

Пример работы системы компенсации

Рассмотрим работу системы компенсации, рассчитанной на решение следующей задачи: минимизация влияния поворота сигнального созвездия, начиная с

$\frac{\pi}{6}$ рад и соотношения $\frac{E_b}{N_0}$, равного 6 дБ. В результа-

те серии экспериментов выбран следующий критерий активации: алгоритм компенсации задействуется в случае превышения 2 % разброса по частоте попадания отсчетов в интервал, равный 20. На рис. 10 представлена диаграмма работы алгоритма анализа состояния канала и компенсации искажения сигнального созвездия для следующих исходных данных: порог BER равен 10^{-5} [20], длина кадра, на котором вычисляется вектор ошибки, равна 1024 бита, количество кадров, по которым ведется агрегация статистических данных, равно 1000.

Рассмотрим представленную диаграмму более подробно, в соответствии с блок-схемой работы алгорит-

ма, изображенной на рис. 4. Если при анализе пилот-сигнала достигается заданный уровень BER, то производится прием и обработка сообщения без каких-либо дополнительных манипуляций. Кривая порогового значения BER в зависимости от степени искажения созвездия и отношения $\frac{E_b}{N_0}$ представлена верхней пунктирной

линией. Сплошной линией разделены область эффективной работы системы компенсации (справа) и область внесения незначительных искажений (слева). Нижней пунктирной линией представлено выполнение условия активации системы компенсации. В результате можно выделить три основные области работы алгоритма: область улучшения показателей работы системы связи, область внесения искажений и область потенциального улучшения, в которой возможно улучшение характеристик работы системы передачи информации без активации алгоритма компенсации.



Рис. 10. Диаграмма работы алгоритма
детектирования искажения и его компенсации

Основным направлением развития и совершенствования предложенного алгоритма является разработка более совершенного критерия активации алгоритма компенсации и методики агрегации статистических данных с целью охвата области потенциального улучшения характеристик системы и минимизации области внесения искажений. Следует также выделить пути развития работ в данной области в целом – это разработка алгоритмов для более сложных видов манипуляций (КАМ-16, КАМ-64 и др.), которые могут быть подвержены влиянию более сложных, комплексных видов искажений в отличие от ФМН сигналов. В данном случае основной задачей будет являться определение типа искажения, воздействующего на систему передачи информации, например, разбаланса квадратур от компрессионного искажения в условиях воздействия на систему АБГШ.

Заключение

Разработан алгоритм, действующий на основе комплексной оценки качества канала связи и позволяющий детектировать наличие искажений в сигнальном созвездии, влияние которых не проявляется как снижение мощности принимаемого сигнала, но серьезно ухудшает характеристики цифровой системы передачи. Данный алгоритм позволяет не только различать влияние АБГШ и искажения созвездия, но и компенсировать их при по-

мощи анализа вектора ошибок. Также важной особенностью данного алгоритма является его способность компенсировать искажения, вносимые аналоговым радиочастотным трактом, что в настоящее время является актуальной задачей в виду снижения качества электронных компонентов на отечественном рынке.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 16-37-00308-мол-а.

Литература

1. Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами. – М.: Радио и связь, 1991. – 296 с.
2. Kenington P.B. RF and Baseband Techniques for Software Defined Radio / Artech House, 2005. – 352 p.
3. Software Defined Radio. Edited by Walter Tuttlebee. John Wiley & Sons, Ltd 2002. – 402 p.
4. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация. – М.: Мир, 1982. 586 с.
5. Mathuranathan V. Simulation of Digital Communication Systems Using Matlab. Second edition. / Mathuranathan V. E-book, Mathuranathan V. at Smashwords, Published at 2013.
6. Umar H. Rizvi, Gerard J.M. Janssen and Jos H. Weber. BER Analysis of BPSK and QPSK Constellations in the Presence of ADC Quantization Noise // Proceedings of APCC2008, Kioto, Japan. 2008 IEICE 08 SB 0083.
7. Amin A. Computation of Bit-Error Rate of Coherent and Non-Coherent Detection M-Ary PSK With Gray Code in BFWA Systems // International Journal of Advancements in Computing Technology, Vol. 3, Nu 1, February 2011.
8. Мартиросов В.Е. Оптимальный прием дискретных сигналов ЦСПИ. – М.: Радиотехника, 2010. – 208 с.
9. Chile C.M. Bounds and Approximations for Rapid Evaluation of Coherent MPSK Error Probabilities // IEEE Trans. Commun., Vol/COM-33, pp. 271–273, March 1985.
10. Скляр Б. Цифровая связь. – М.: Вильямс, 2003. – 1104 с.
11. McKinley M.D. EVM Calculation for Broadband Modulated Signals // 64th ARFTG Conf. Dig., Orlando, Florida. 2004. – pp. 45–52.
12. Hassun R., Flaherty M., Matreci R., and Taylor M. Effective evaluation of link quality using error vector magnitude techniques. In Wireless Communications Conference, 1997.
13. Jensen T.L., & Larsen T. (2013). Robust Computation of Error Vector Magnitude for Wireless Standards // IEEE Trans. Commun., 61(2), 648-657. 10.1109/TCOMM.2012.022513.120093.
14. Дубов М.А., Приоров А.Л. Методика незатонной оценки отношения сигнал/шум и вероятности битовой ошибки для сигналов с квадратурной модуляцией // Цифровая обработка сигналов. 2012. № 4. – С. 37–43.
15. Zivkovic M. and Mathar R. Preamble-based SNR estimation in frequency selective channels for wireless OFDM systems. In IEEE VTC 2009, 2009.
16. Georgiadis A. Gain, phase imbalance, and phase noise effects on error vector magnitude // IEEE Transactions on Vehicular Technology, 53(2):443–449, 2004.
17. Schmogrow R., Nebendahl B., Winter M., Josten A., Hillerkuss D., Koenig S., Meyer J., Dreschmann M., Huebner M., Koos C., Becker J., Freude W., and Leuthold J. Error vector magnitude as a performance measure for advanced modulation formats // Photonics Technology Letters, IEEE, 24(1): 61–63, Jan 2012.
18. Rao C.R. Handbook of statistics. Vol. 24. Data mining and data visualization. ELSEVIER B.V., 2005. 644 p.
19. Мартюшев Ю.Ю. Практика функционального цифрового моделирования в радиотехнике. – М.: Горячая линия – Телеком, 2012. – 188 с.
20. Goldsmith A. Wireless communications. Stanford University, 2004. – 419 p.

АЛГОРИТМЫ ОЦЕНИВАНИЯ АППАРАТНОЙ ФУНКЦИИ В ЗАДАЧАХ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ

*Клочко В.К., д.т.н., зав. кафедрой Рязанского государственного радиотехнического университета,
e-mail: klochkovk@mail.ru;*

Кузнецов В.П., к.т.н., доцент Рязанского государственного радиотехнического университета.

ALGORITHMS FOR DEVICE FUNCTION ESTIMATION IN PROBLEMS OF IMAGES RECOVERY

Klochko V.K., Kuznetsov V.P.

Algorithms for device function estimation in problems of images recovery on the basis of radiometric supervision matrix are offered. Algorithms are based on matrix and parametrical methods. Research of algorithms is conducted by modeling method, their advantage in comparison with alternative approaches is shown.

Keywords: radiometer, passive location, device function, recovery of images, matrix method, Winer's filter.

Ключевые слова: радиометр, пассивная локация, аппаратная функция, восстановление изображений, матричный метод, фильтр Винера.

Введение

При восстановлении изображений на основе матрицы радиометрических наблюдений [1] возникает необходимость оценивания аппаратной функции (АФ), называемой также функцией рассеяния точки (ФРТ), которая описывает действие измерительного канала на входной сигнал. Измерительный канал включает в себя антенну и тракт первичной обработки – высокочастотный усилитель, квадратичный детектор и фильтр низких частот (ФНЧ). Антенна радиометра сканирует зону обзора построчно в телевизионном режиме, смещаясь по азимуту и углу места на малую величину шага дискретизации. При каждом положении антенны на выходе тракта первичной обработки фиксируется цифровой сигнал, который отражает интегральное действие поля излучения на антенну по ширине ее диаграммы направленности (ДНА). В результате сканирования формируется $M \times N$ -матрица радиометрического изображения (РИ), где числа M и N определяют размеры зоны обзора в числе элементов дискретизации. В силу размытости изображения матрица РИ подвергается дополнительной алгоритмической обработке методами восстановления изображений.

Обычно при решении задач восстановления изображений считается, что АФ известна и соответствует форме ДНА. Однако в действительности принятый полезный сигнал уже искажен действием внешних помех. При прохождении тракта первичной обработки полезный сигнал дополнительно искажается в его цепях. Все это приводит к необходимости уточнения АФ.

Цель работы – разработка и исследование алгоритмов оценивания аппаратной функции на основе матрицы РИ.

Постановка задачи

Антенна радиометра принимает излучаемое поле по ширине ДНА. Поле несет информацию об изображении

Предложены алгоритмы оценивания аппаратной функции в задачах восстановления изображений на основе матрицы радиометрических наблюдений. Алгоритмы основаны на матричном и параметрическом методах. Проведено исследование алгоритмов методом моделирования, показано их преимущество в сравнении с альтернативными подходами.

объектов наблюдения. Представим поле матрицей $X = \{x(\theta_i, \varphi_j)\}$, $i = \overline{1, M}$, $j = \overline{1, N}$ в i -х, j -х элементах дискретизации. Элементы $x(\theta_i, \varphi_j)$ матрицы X имеют смысл интенсивности излучения в i -м, j -м направлении. При построчном сканировании антенной по угломерному $M \times N$ -пространству принимаемое поле X усиливается радиометром и после первичной обработки регистрируется в виде напряжений $y(\theta_i, \varphi_j)$. Каждая i -я, j -я величина $y(\theta_i, \varphi_j)$ носит интегральный характер и подчинена модели наблюдений вида:

$$y(\theta_i, \varphi_j) = \iint_{D_{\theta, \varphi}} \alpha(\theta_1, \varphi_1) x(\theta_i - \theta_1, \varphi_j - \varphi_1) d\theta_1 d\varphi_1 + p(\theta_i, \varphi_j), \quad (1)$$

где интегрирование по области $D_{\theta, \varphi}$ ведется в угловых координатах по элементам $x(\theta, \varphi)$ поля X с весовой функцией $\alpha(\theta, \varphi)$, представляющей АФ. Под АФ понимается функция, описывающая действие ДНА, внешних помех и тракта первичной обработки на элементы поля X . Шумы аппаратуры представлены слагаемым $p(\theta_i, \varphi_j)$.

Интегральная модель (1) сводится к суммарной модели в i -х, j -х элементах дискретизации искомого поля изображения $X = \{x(i, j)\}$, $i = \overline{1, M}$, $j = \overline{1, N}$:

$$y(i, j) = c \sum_{i_1=-m}^m \sum_{j_1=-n}^n \alpha(i_1, j_1) x(i-i_1, j-j_1) + p(i, j), \quad (2)$$

$$i = \overline{m+1, M-m}, \quad j = \overline{n+1, N-n},$$

где $2m+1$ и $2n+1$ – ширина ДНА соответственно по углу места и азимуту (на уровне 0,5 мощности) в количестве элементов дискретизации; $\alpha(i, j)$ – значения АФ; s – множитель, учитывающий переход от непрерывной модели (1) к дискретной модели (2) [в дальнейшем опускается]; $p(i, j)$ – шумы аппаратуры в виде белого шума с дисперсией σ_p^2 .

Задача заключается в оценивании $\alpha(i, j)$ по наблюдениям (1) при наличии или отсутствии информации относительно $X = \{x(i, j)\}$.

Решение этой задачи непосредственно связано с моделью (2), применяемой при восстановлении изображений [2]. Для решения задачи предлагаются алгоритмы, основанные на матричном и параметрическом методах.

Алгоритм оценивания АФ матричным методом при известной матрице X

Модель наблюдений (2) представим в векторно-матричной форме:

$$\bar{y} = X_1 \bar{a} + \bar{p}, \quad (3)$$

где \bar{y} – $(M-2m)(N-2n)$ -вектор-столбец измерений $y(i, j)$, считанных построчно из матрицы $Y = \{y(i, j)\}$; X_1 – $(M-2m)(N-2n) \times (2m+1)(2n+1)$ -матрица элементов $x(i, j)$, расположенных в соответствии с (2); \bar{a} – $(2m+1)(2n+1)$ -вектор-столбец искомых значений АФ $\alpha(i, j)$, записанных построчно; \bar{p} – $(M-2m)(N-2n)$ -вектор-столбец помех $p(i, j)$.

Ниже показана программа записи вектора \bar{y} и пере-записи элементов $x(i, j)$ из матрицы X в матрицу X_1 на языке Matlab:

```
i=0;
for i1=m+1:M-m
    j0=0;
    for j1=n+1:N-n
        j0=j0+1; j=j0; i=i+1;
        y(i,1)=Y(i1,j1);
        for i2=i1-m:i1+m
            for j2=j0:j0+2*n
                j=j+1; X1(i,j)=X(i2,j2); (4)
            end %j2
        end %i2
    end %j1
end %i1
```

Из (3) по критерию минимума квадрата нормы

$$J = \|\bar{y} - X_1 \bar{a}\|^2 = (\bar{y} - X_1 \bar{a})^T (\bar{y} - X_1 \bar{a}),$$

где T – символ транспонирования, то есть методом наименьших квадратов (МНК) находим оптимальную оценку вектора \bar{a} относительно \bar{y} и X_1 с помощью обратной матрицы:

$$\partial J / \partial \bar{a} = -2(\bar{y} - X_1 \bar{a})^T X_1 = 0^T, \quad (5)$$

$$X_1^T (\bar{y} - X_1 \bar{a}) = 0 \Rightarrow \bar{a} = (X_1^T X_1)^{-1} X_1^T \bar{y} = X_1^+ \cdot \bar{y}.$$

Для устойчивого обращения матрицы в (5) вводится параметр регуляризации $\delta > 0$: $(X_1^T X_1 + \delta E)^{-1}$, где E –

единичная матрица. Матрица X_1^+ в (5) является псевдообратной для X_1 и может быть найдена также сингулярным разложением матрицы X_1 , например, в среде Matlab: $X_1^+ = pinv(X_1, \delta)$.

Алгоритм оценивания аппаратной функции $\alpha(i, j)$ следующий:

1. Известная матрица $X = \{x(i, j)\}$, $i = \overline{1, M}$, $j = \overline{1, N}$ наблюдаемого изображения представляется в форме матрицы X_1 с помощью программы (4).

2. При сканировании поля изображения X по пространству $i = \overline{m+1, M-m}$, $j = \overline{n+1, N-n}$ получается матрица Y , которая переписывается в вектор \bar{y} .

3. По формуле (5) вычисляется оптимальный вектор \bar{a} , элементы которого переписываются в массив оценок АФ $A = \{\alpha(i, j)\}$ построчно.

4. Найденные оценки $\alpha(i, j)$ используются в алгоритмах восстановления изображений объектов.

Недостатками алгоритма являются необходимость иметь изображение X , а также большой размер обращаемой матрицы $(X_1^T X_1)^{-1}$. Достоинством – оптимальность в смысле заложенного в его основу критерия, а также независимость оценок АФ от вида изображения X .

Модификация алгоритма матричного метода

Для уменьшения размерности обращаемой матрицы предлагается следующая модификация матричного метода. Искомый вектор \bar{a} в (5) представим в виде:

$$\bar{a} = H \cdot \bar{b}, \quad (6)$$

где \bar{b} – $(n+1)$ – вектор, элементы которого $b(j) = \alpha(0, j)$, $j = 0, 1, \dots, n$ дают значения АФ в ее центральном сечении вдоль оси j ; H – $(2m+1)(2n+1) \times (n+1)$ -матрица, формируемая заранее следующим образом:

1. Для круговой ДНА ($m = n$) функция $b(j)$ дискретной переменной j представляется как функция непрерывной переменной ρ , где ρ имеет смысл удаления от центра АФ: $b(\rho)$, $\rho \in [0, n]$. Вращением функции $b(\rho)$, $\rho \in [0, n]$ вокруг оси ДНА образуется поверхность круговой АФ.

2. Для каждого i -го, j -го элемента матрицы АФ $A = \{\alpha(i, j)\}$, $i = \overline{1, 2m+1}$, $j = \overline{1, 2n+1}$ вычисляется его расстояние R от центра АФ: $R = \sqrt{(i-m-1)^2 + (j-n-1)^2}$, и находится промежуток $[k_1, k_2)$ на $[0, n]$, в который попадает R : $R \in [k_1, k_2) \subset [0, n]$.

3. В случае некруговой АФ ($m \neq n$) расстояние R вычисляется с учетом масштабного множителя n/m по формуле:

$$R = \sqrt{(i-m-1)^2 (n/m)^2 + (j-n-1)^2}.$$

4. Элементы пропорции $k_2 - R$ и $R - k_1$ запоминают-

ся в i -й строке предварительно обнуленной матрицы H и ее $(k_1 + 1)$ -м и $(k_1 + 2)$ -м столбцах. Если $R = n$, то в $(n+1)$ -м столбце запоминается 1.

Запомненные таким образом в матрице H пропорции позволяют определить вектор \bar{a} значений АФ с помощью вектора \bar{b} по формуле (6).

Для нахождения вектора \bar{b} подставляем (6) в (5):

$$\begin{aligned} \bar{y} &= X_1 H \bar{b} + p = X_2 \bar{b} + \bar{p}, \quad X_2 = X_1 H, \\ \text{и с помощью псевдообратной матрицы} \\ X_2^+ &= (X_2^T X_2)^{-1} X_2^T \text{ находим оценку:} \\ \bar{b} &= X_2^+ \bar{y}, \end{aligned} \quad (7)$$

причем обращаемая матрица $(X_2^T X_2)$ невырожденная и имеет размер $(2n+1)(2n+1)$, что значительно меньше размера $(2m+1)(2n+1)(2m+1)(2n+1)$ матрицы $(X_1^T X_1)$ в (5).

Ниже показан пример формирования матрицы H на языке Matlab:

```
H=zeros((2*m+1)*(2*n+1),n+1);
ii=0;
for i=1:2*m+1
    for j=1:2*n+1
        ii=ii+1;
        R=sqrt((i-m-1)^2*(n/m)^2+(j-n-1)^2);
        for k=1:n+1
            if R>=k-1 & R<k
                H(ii,k)=k-R; if k<=n H(ii,k+1)=R-k+1;
            end
        end %if R%
    end %k%
end %j%
end %i%
```

Модифицированный алгоритм оценивания АФ отличается следующим:

1. Заранее вычисляется матрица H с помощью программы (8).

2. На основе известной матрицы X с помощью программы (4) вычисляется матрица X_1 и находится матрица $X_2 = X_1 H$.

3. Вычисляется матрица $X_2^+ = (X_2^T X_2)^{-1} X_2^T$.

4. Умножением X_2^+ слева на вектор наблюдений \bar{y} по формуле (7) находится оценка $\bar{b} = X_2^+ \bar{y}$ вектора сечения АФ.

5. По формуле (6) вычисляется оценка вектора \bar{a} : $\bar{a} = H \cdot \bar{b}$, элементы которого построчно заполняют матрицу оценок АФ $A = \{\alpha(i, j)\}$.

Преимущество модификации (кроме понижения размерности обращаемой матрицы) заключается также в том, что число $n+1$ оцениваемых параметров вектора \bar{b} меньше числа $(2m+1)(2n+1)$ оцениваемых параметров вектора \bar{a} , что должно привести к повышению точности оценок АФ.

Алгоритм оценивания АФ параметрическим методом при неизвестной матрице X

Метод оценивания основан на параметрическом описании АФ [3]. Модель измерений (2) запишем в век-

торно-матричной форме вида:

$$\bar{y} = A \bar{x} + \bar{p}, \quad (9)$$

где \bar{y} – $(M-2m)(N-2n)$ -вектор-столбец элементов матрицы Y , переписанных построчно; \bar{x} – MN -вектор-столбец элементов матрицы X , записанных построчно; \bar{p} – $(M-2m)(N-2n)$ -вектор-столбец помех; A – $(M-2m)(N-2n) \times MN$ -матрица значений АФ $\alpha(i, j)$, заполненная по определенному правилу [4].

Примером АФ может быть экспоненциальная зависимость вида:

$$\alpha(i, j) = \exp\{-\mu(i^2 + j^2)\}, \quad (10)$$

где оцениванию подлежит параметр μ .

Удобным критерием при подборе параметров АФ является минимум квадрата нормы:

$$J = \|\bar{y} - A \bar{x}\|^2 = (\bar{y} - A \bar{x})^T (\bar{y} - A \bar{x}). \quad (11)$$

Подобно (5) из (11) находим оптимальную МНК-оценку вектора \bar{x} :

$$\begin{aligned} \partial J / \partial \bar{x} &= -2(\bar{y} - A \bar{x})^T A = 0^T, \quad A^T (\bar{y} - A \bar{x}) = 0 \Rightarrow \\ \Rightarrow \bar{x} &= W \cdot \bar{y}, \quad W = (A^T A + \delta E)^{-1} A^T. \end{aligned} \quad (12)$$

Алгоритм оценивания АФ применительно к (10) – (12) следующий:

1. На каждом k -м шаге итераций ($k = \overline{1, K}$, K – число итераций) для фиксированного вектора наблюдений \bar{y} выполняются следующие операции:

2. Задается текущее значение μ_k параметра μ для АФ (10) и заполняется матрица A_k значениями функции $\alpha_k(i, j)$, зависящей от μ_k .

3. Вычисляется k -й вектор оценок изображения в соответствии с (12):

$$\bar{x}_k = W_k \cdot \bar{y}, \quad W_k = (A_k^T A_k + \delta E)^{-1} A_k^T.$$

4. Вычисляется k -е значение показателя (11):

$$J_k = (\bar{y} - A_k \bar{x}_k)^T (\bar{y} - A_k \bar{x}_k). \quad (13)$$

5. Строится улучшающая последовательность $\{\mu_k\}$, $k = \overline{1, K}$ значений параметра μ и соответствующая ей последовательность оценок $\{\bar{x}_k\}$, приводящая к уменьшению показателя J_k .

6. Этот процесс контролируется человеком-оператором, отдающим большее предпочтение узнаваемости (четкости) изображения объекта.

Недостатком алгоритма является большое число вычислительных операций при итерациях и большая память для заполнения матрицы A . Достоинством – одновременная оценка АФ и восстановление искомого изображения.

Чтобы избежать трудностей с обращением матрицы в (12) запишем показатель (13) в развернутом виде:

$$\begin{aligned} J_k &= \sum_{i=m+1}^{M-m} \sum_{j=n+1}^{N-n} (y(i, j) - \alpha_k(i, j) \otimes x_k(i, j))^2 = \\ &= \sum_i \sum_j (y(i, j) - y_k(i, j))^2, \end{aligned} \quad (14)$$

где $y_k(i, j)$ обозначает свертку \otimes функции $\alpha_k(i, j)$ и оценок изображения $x_k(i, j)$, полученных на k -м шаге:

$$y_k(i, j) = \alpha_k(i, j) \otimes x_k(i, j) = \sum_{i_1=-m}^m \sum_{j_1=-n}^n \alpha_k(i_1, j_1) x_k(i - i_1, j - j_1), \quad (15)$$

которую удобно находить в области пространственных частот.

Алгоритм оценивания АФ применительно к (14), (15) следующий:

1. Предварительно элементы матрицы $Y = \{y(i, j)\}$, расположенные по периметру поля X , заполняются нулями: $y(i, j) = 0$, $i = \overline{1, m}$, $i = \overline{M - m + 1, M}$, $j = \overline{1, n}$, $i = \overline{N - n + 1, N}$. В результате в процессе наблюдений (2) формируется матрица $Y = \{y(i, j)\}$, $i = \overline{1, M}$, $j = \overline{1, N}$ такого же размера, как матрица X .

Находится прямое двумерное дискретное преобразование Фурье (ДПФ) матрицы Y :

$$y_f(i, j) = F_2\{y(i, j)\}, \quad i = \overline{1, M}, \quad j = \overline{1, N},$$

где F_2 – символ двумерного ДПФ.

2. На каждом k -м шаге итераций ($k = \overline{1, K}$) для фиксированного спектра наблюдений $y_f(i, j)$ выполняются следующие операции для всех значений $i = \overline{1, M}$, $j = \overline{1, N}$:

3. Заполняется $M \times N$ -матрица $A = \{a_k(i, j)\}$ значений АФ $\alpha_k(i, j)$ по определенному правилу [5] с учетом пространственного периодического продолжения функции $\alpha_k(i, j)$, зависящей от параметра μ_k . Ниже показан пример заполнения матрицы A_k коэффициентами $\text{alfa}(i, j) = \alpha_k(i - m - 1, j - n - 1)$, $i = \overline{1, 2m + 1}$, $j = \overline{1, 2n + 1}$ на языке Matlab:

```
% Первый угол A:      % Второй угол A:
for i1=1:m+1          for i1=1:m+1
    for j1=1:n+1      for j1=1:n
        i1=i+m; j1=j+n;   i1=i+m; j=N-n+j1;
        A(i, j)=alfa(i1, j1);
    end %j1
end %j
end %i
% Третий угол A:      % Четвертый угол A:
for i1=1:m            for i1=1:m
    for j1=1:n+1      for j1=1:n
        i=M-m+i1; j1=j+n; i=M-m+i1; j=N-n+j1;
        A(i, j)=alfa(i1, j1); A(i, j)=alfa(i1, j1);
    end %j1
end %j
end %i1              end %i1
```

4. Находится ДПФ $a_{f,k}(i, j) = F_2\{a_k(i, j)\}$ элементов матрицы A , например, в среде Matlab: $A_{f,k} = \text{fft2}(A)$, где

$A_{f,k} = \{a_{f,k}(i, j)\}$ – $M \times N$ -матрица, и вычисляется оптимальная (в смысле минимума дисперсии ошибки восстановления) передаточная функция фильтра Винера $h_{f,k}(i, j)$, зависящая от $a_{f,k}(i, j)$:

$$h_{f,k}(i, j) = a_{f,k}^*(i, j) / (|a_{f,k}(i, j)|^2 + c_1(i, j)), \quad (16)$$

где $a_{f,k}^*(i, j)$ – сопряженная комплексная величина;

$c_1(i, j) = s_p(i, j) / s_X(i, j)$ – заранее вычисленное отношение спектральных плотностей соответственно шумового поля P и искомого поля X , которое практически заменяется на $c_2(i, j) = c \cdot \sigma_p^2 / |y_f(i, j)|^2$, коэффициент c подбирается эмпирически.

5. Вычисляются k -е оценки $x_{f,k}(i, j)$ и свертка $y_{f,k}(i, j)$ формулы (15) в частотной области при фиксированных наблюдениях $y_f(i, j)$ как произведения:

$$x_{f,k}(i, j) = h_{f,k}(i, j) \cdot y_f(i, j),$$

$$y_{f,k}(i, j) = a_{f,k}(i, j) \cdot x_{f,k}(i, j).$$

6. Найденная свертка $y_{f,k}(i, j)$ переводится в пространственную область с помощью обратного двумерного ДПФ F_2^{-1} (например, оператором fft2):

$$y_k(i, j) = F_2^{-1}\{y_{f,k}(i, j)\}, \quad i = \overline{1, M}, \quad j = \overline{1, N}.$$

7. Вычисляется k -е значение показателя J_k в соответствии с (14) и строится улучшающая последовательность $\{\mu_k\}$, $k = \overline{1, K}$, приводящая к уменьшению значения показателя J_k .

Альтернативные методы оценивания АФ

Наиболее простым из альтернативных подходов является метод дельта-функции, основанный на свойстве свертки: свертка АФ с дельта-функцией дает значения АФ [2]. Для дискретной модели (2) роль дельта-функции играет символ Кронекера: $k(i - i_1, j - j_1) = 1$, $i = i_1, j = j_1$ и $k(i - i_1, j - j_1) = 0$, $i \neq i_1, j \neq j_1$. Для реализации метода необходим точечный источник излучения с повышенным радиометрическим контрастом, создающий поле $x(i, j) = \mu \cdot k(i - i_0, j - j_0)$, где μ – интенсивность излучения ($\mu \gg \sigma_p$). Сканирование точечного источника дает изображение АФ в составе матрицы РИ, причем для повышения контраста из полученного изображения вычитается изображение фона без точечного источника. Однако в реальности трудно найти точечный источник излучения и организовать его наблюдение в матрице РИ.

В [6] дается описание итерационного метода поиска АФ (ФРТ) по известному эталонному изображению объекта, представляющего модификацию метода Люси-Ричардсона восстановления изображения. Метод основан на замене местами АФ и искомого изображения в формуле восстановления. Практика работы с этим методом показывает ограниченность его применения: метод работоспособен при заранее выбранном фрагменте изображения, что в реальности трудно осуществить. При работе по всему полю изображения X происходят сбои. Аналогичные результаты показывают итерационные методы, предложенные в [7], при их модификации для поиска АФ. В [8] предлагается метод восстановления изображений при неточно заданной АФ, однако решение видится с помощью локального применения простран-

ственных фильтров, которые могут исказить контур изображения.

Экспериментальное исследование методов оценивания АФ

Исследование проводилось моделированием работы алгоритмов, разработанных в соответствии с рассмотренными, а также альтернативными методами оценивания АФ. Условия моделирования: в составе матрицы X задавалось изображение объекта различной формы и при разном его положении; ширина круговой ДНА $(2m+1) \times (2n+1) = 7 \times 7$. АФ задавалась в соответствии с (10) для $\mu = 0.3$. Найденные алгоритмами оценки АФ сравнивались с моделируемой АФ. В табл. 1 даны оценки среднеквадратического отклонения (СКО) ошибки оценивания АФ, полученные для алгоритма матричного метода в зависимости от размеров объекта наблюдения (в количестве пикселей $L \times L$) и отношения сигнал-шум ($C-III$).

Альтернативный алгоритм, основанный на методе дельта-функции в аналогичных условиях моделирования показал СКО от 0,310 до 0,330.

В табл. 2 представлены данные, полученные в аналогичных условиях для алгоритма матричного метода с учетом его модификации (6), (7).

Видно, что предложенная модификация существенно понижает ошибку оценивания АФ за счет уменьшения числа оцениваемых параметров с $(2m+1)(2n+1)$ до $n+1$.

Параметрический метод оценивания АФ реализовывался с применением восстанавливающего фильтра Винера и оказался более чувствительным к уровню шума, чем матричный метод. В табл. 3 показано усредненное значение показателя $\sqrt{J_K / (MN)}$, где J_K определен в (14) на последней K -й итерации, в зависимости от параметра μ АФ (10) при разном отношении сигнал-шум $20 \lg(U / \sigma_p)$, $U = 5$.

Оптимальное значение $\mu = 0,3$ в смысле минимума квадратичного показателя J_K проявлялось при большом отношении $C-III$. С уменьшением $C-III$ минимум показателя смещался, и выбор правильного значения параметра μ осуществлялся визуально по четкости восстанавливаемого изображения

Таблица 1.

C-III	10			20			30		
$L \times L$	1x1	5x5	9x9	1x1	5x5	9x9	1x1	5x5	9x9
СКО	0,215	0,209	0,192	0,092	0,089	0,079	0,031	0,030	0,029

Таблица 2.

C-III	10			20			30		
$L \times L$	1x1	5x5	9x9	1x1	5x5	9x9	1x1	5x5	9x9
СКО	0,107	0,055	0,044	0,042	0,023	0,023	0,018	0,017	0,016

Таблица 3

μ	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5
C-III=50	3,57	1,39	0,74	1,68	3,07
C-III=30	3,61	2,20	2,25	3,07	3,94

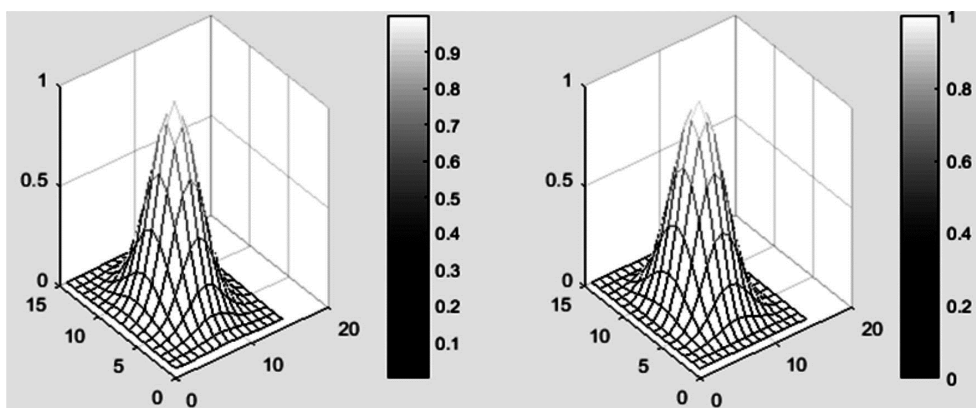


Рис. 1. Аппаратная функция и ее оценка

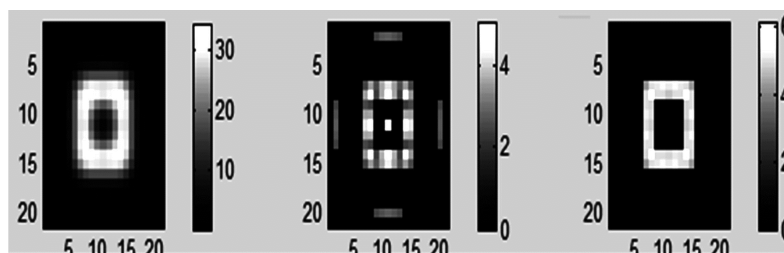
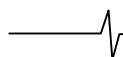


Рис. 2. Восстановление изображения при выборе параметра АФ



На рис. 1 слева направо показаны: моделируемая АФ при $m \times n = 15 \times 15$, $\mu = 0,1$, $C-III = 50$ и оценка АФ, найденная алгоритмом матричного метода.

На рис. 2 слева направо показаны: моделируемая матрица Y при $m \times n = 7 \times 7$, $\mu = 0,3$, $C-III = 50$, матрица X восстановленного изображения объекта в виде рамки при $\mu = 0,2$ и матрица X восстановленного изображения объекта при оптимальном параметре $\mu = 0,3$.

Заключение

Наибольшую точность оценивания АФ показал модифицированный алгоритм, основанный на матричном методе и отвечающий критерию оптимальности. Вместе с тем применение этого алгоритма требует знания эталонного изображения, что в реальных условиях не всегда осуществимо. Более реалистичным представляется алгоритм, основанный на параметрическом методе, в котором начальное описание АФ дается на основе ДНА, характеристика которой обычно известна. Однако автоматизация подбора параметров АФ в процессе восстановления изображения затруднена при малом отношении сигнал-шум и требует участия человека-оператора.

Предложенные алгоритмы могут найти применение в существующих радиометрических системах микроволнового диапазона [9], а также в оптических системах инфракрасного диапазона, предназначенных для обнаружения и распознавания объектов по их восстановленному изображению.

Литература

1. Шарков Е.А. Радиотепловое дистанционное зондирование Земли: физические основы: в 2 т. / Т. 1. М.: ИКИ РАН, 2014. – 544 с.
2. Василенко Г.И., Тараторин А.М. Восстановление изображений. М.: Радио и связь, 1986. – 304 с.
3. Ключко В.К. Восстановление изображений объектов в условиях атмосферных искажений // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. № 33. 2010. – С. 24-28.
4. Ключко В.К. Математические методы восстановления и обработки изображений в радиотеплооптоэлектронных системах. Рязань: РГРТУ, 2009. – 228 с.
5. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. М.: Техносфера, 2006. – 616 с.
6. Конюхов А.Л., Костевич А.Г., Курячий М.И. Определение функции рассеяния точки по характерным фрагментам изображений // Журнал «Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники» № 2 (26), часть 1, 2012. – С. 116-120.
7. Пирогов Ю.А., Тимановский А.Л. Сверхразрешение в системах пассивного радиовидения миллиметрового диапазона / Радиотехника, 2006. № 3. – С. 14-19.
8. Выходной Ю.Е. Комбинированный нелинейный алгоритм восстановления контрастных изображений при неточно заданной аппаратной функции // Автометрия. 2007. № 6. – С. 3-16.
9. Пассивная радиолокация: методы обнаружения объектов / Под ред. Р.П. Быстрова и А.В. Соколова. М.: Радиотехника. 2008. – 320 с.

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ОСНОВНЫХ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОМИОГРАММ ТОНКОЙ КИШКИ МЕТОДОМ СКОЛЬЗЯЩЕГО УСРЕДНЕНИЯ

Жеребцов А.В., лаборант-исследователь лаборатории экспериментальной патологии НИИ СП им. Н.В. Склифосовского, г. Москва, e-mail: alexey1235@mail.ru;

Каменецакая М.М., студентка Московского физико-технического института;

Тропская Н.С., доктор биологических наук, ведущий научный сотрудник лаборатории экспериментальной патологии НИИ СП им. Н.В. Склифосовского, e-mail: ntropskaya@mail.ru.

ALGORITHM FOR AN ASSESSMENT OF THE MAIN TIME PARAMETERS OF SMALL INTESTINAL ELECTROMYOGRAMS BY THE MOVING AVERAGE METHOD

Zherebtsov A.V., Kamenetskaya M.M., Tropkaya N.S.

This work is about analysis and automated processing electromyography signals of rats intestinal smooth muscles in chronic experiments. A duration of phase III migrating myoelectric complex (MMC) and a period of cycle MMC were selected as sufficient main time parameters of MMC. Calculations root mean square of moving windows is the main method of the developed algorithm quantitative analysis main parameters of small intestine MMC. The proposed algorithm shows high accuracy (The percentage differences between the calculation and the visual expert analysis of the duration phase III and the period of cycle MMC is 6,5 % and 6,7 % respectively).

Key words: Small intestinal electromyogram, migrating myoelectric complex, automated processing signal, moving average, threshold method.

Ключевые слова: электромиограмма тонкой кишки, мигрирующий миоэлектрический комплекс, автоматизированная обработка сигналов, скользящее среднее, пороговый метод.

Введение

Метод электромиографии с вживлённых электродов в серозно-мышечный слой стенки кишечника используется в основном в эксперименте и позволяет как в острых, так и хронических опытах регистрировать внеклеточные потенциалы, генерируемые гладкомышечными клетками [0, 2]. Необходимо подчеркнуть, что мигрирующий миоэлектрический комплекс (в дальнейшем ММК) является основным маркером нормальной голодной перистальтики тонкой кишки. Период цикла ММК составляет 90-120 минут у человека и собак и 10-20 минут у крыс [0]. Цикл ММК имеет три фазы. Фаза I (покоя) в тонкой кишке характеризуется относительным отсутствием спайковых потенциалов по сравнению с другими фазами и составляет 40-60 % от общей продолжительности цикла. Фаза II (нерегулярной активности) занимает около 20-30 % от общей продолжительности цикла и характеризуется увеличением интенсивности спайковых потенциалов, но они регистрируются не на каждой медленной волне. Фаза III (регулярной, ритмической активности) характеризуется внезапным и стабильным появлением пачек высокоамплитудных спайковых потенциалов на каждой медленной волне. По сравнению с другими фазами в фазу III наблюдаются спайковые потенциалы максимальной

Работа связана с анализом и автоматизированной обработкой электромиографических сигналов, регистрируемых с гладких мышц кишечника крыс в условиях хронического эксперимента. Основными временными параметрами электромиограмм, достаточными для анализа мигрирующего миоэлектрического комплекса (ММК) тонкой кишки, выбраны длительность III фазы и период цикла ММК. На основе метода среднеквадратичного значения на скользящем временном окне разработан алгоритм количественного анализа основных параметров ММК тонкой кишки. Предложенный алгоритм показывает высокую степень точности (процент расхождения вычисления длительности III фазы и периода ММК по сравнению с визуальной экспертной оценкой составляет 6,5 % и 6,7 % соответственно).

амплитуды и максимальной длительности. Окончание фазы III характеризуется внезапным исчезновением пачек спайковых потенциалов [7]. Именно фаза III заслуживает наибольшего внимания, так как ее наличие свидетельствует о том, что в кишке происходят значительные сокращения, способствующие освобождению просвета кишки от остаточной пищи, а также предотвращающие бактериальный рост [4, 6]. Кроме того, продолжительность III фазы отличается значительной стабильностью по сравнению с другими фазами, и она служит ориентиром при распространении комплекса по тонкой кишке.

При различных патофизиологических ситуациях ММК претерпевает различные изменения, вплоть до его исчезновения, поэтому необходимость в длительных электромиографических записях электрической активности тонкой кишки увеличивается. Однако сложность природы электрических сигналов и значительный объем дан-

ных, содержащихся в длительных записях (до нескольких часов), приводит к проблеме анализа электромиографических сигналов, которая до сих пор окончательно не решена. Анализ литературных данных свидетельствует о том, что существующие алгоритмы оценки основных параметров ММК основаны либо на «лингвистическом» подходе с введением математических функций для описания основных состояний электромиограмм [10], либо используют пороговый метод для идентификации отдельных спайков или пачек спайков [5, 8]. Но при применении таких подходов на реальных электромиографических кривых возникают большие ошибки, так как вместе со спайками идентифицируются и артефактные составляющие кривых. Борьба с артефактами в большинстве случаев приводит к значительному возрастанию сложности алгоритма. Минимальная ошибка определения длительности III фазы и периода ММК в существующих алгоритмах составляет 10 %.[9] В данной работе выбран алгоритм усреднения электромиограмм на скользящем временном окне, на порядок большем, чем длина пачки спайков. Предполагается, что большие временные окна при использовании метода скользящего среднего будут нивелировать влияние артефактов на определение длительности III фазы и периода ММК пороговым методом.

Материалы и методы

Проведен ретроспективный анализ 13-ти часовых электромиограмм, зарегистрированных с игольчатых электродов, вживленных в серозно-мышечную оболочку тонкой кишки здоровых крыс. Электромиограммы были получены при проведении хронических экспериментов в условиях 18-ти часовой пищевой депривации в лаборатории экспериментальной патологии НИИ СП им. Н.В. Склифосовского. Все отобранные для анализа электромиограммы были записаны с помощью монополярной схемы отведения электродов. Частота дискретизации оцифрованной записи составляла 250 Гц. Цифровые фильтры, применяемые во время записи электромиограмм, включали высокочастотный фильтр – 0.1 Гц и низкочастотный фильтр – 35 Гц.

В данной работе анализировалась длительность фаз III ММК и их положение на электромиографическом сигнале. При нормальной перистальтической работе кишечника наблюдается ритмичное возникновение ММК. Их появление можно охарактеризовать наличием фаз III ММК, обладающих стабильной длительностью и частотой появления (рис. 1). Зная время окончания смежных фаз III ММК, возможно рассчитать и период всего ММК. Появление III фазы ММК характеризуется стабильной высокоамплитудной спайковой активностью, появляющейся на каждой медленной волне (рис. 2). Исходя из этого предположения, с определённой точностью визуально определяется начало и конец III фазы ММК. В данной работе перед построением и применением алгоритма, всем отобранным электромиографическим кривым была дана экспертная визуальная оценка и отмечены временные характеристики ММК анализируемых электромиограмм.

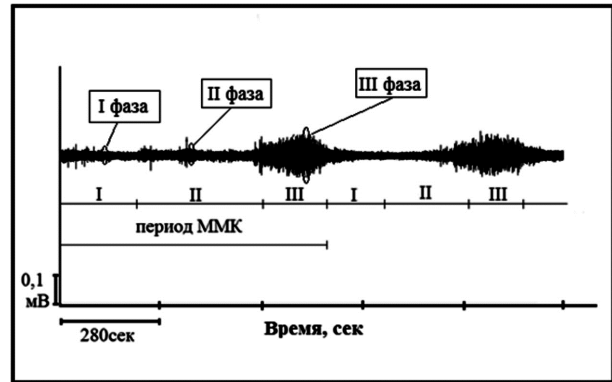


Рис. 1. Фазы мигрирующего миоэлектрического комплекса (ММК) в норме

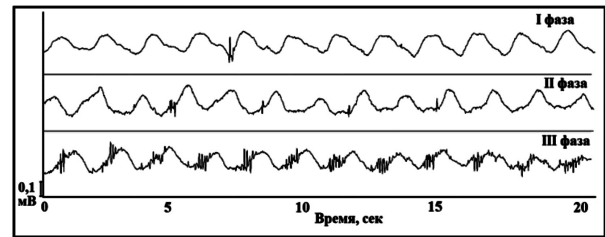


Рис. 2. Медленные волны и пиковые потенциалы в различные фазы ММК (представлены выделенные овалом фрагменты записи из рисунка 1 в другом масштабе)

При создании алгоритма автоматического расчёта длительности III фазы за критерий её идентификации было выбрано наличие регулярной спайковой активности. На первом этапе к каждой электромиограмме были применены низкочастотные и высокочастотные фильтры с бесконечной импульсной характеристикой. Величины отсекаемых частот для фильтров были выбраны исходя из предположений того, что низкочастотная составляющая (медленные волны) электромиографического сигнала тонкого кишечника крыс находится в области порядка 0,6 Гц, а высокочастотная составляющая (спайковые потенциалы) находится в области порядка 12 Гц. Таким образом, используя фильтр высоких частот с частотой среза 7 Гц, была удалена не имеющая значения в данном исследовании медленноволновая компонента сигнала, а использование фильтра низких частот с частотой среза 15 Гц позволило удалить высокочастотные артефактные составляющие сигнала. Следующим шагом было выполнено усреднение электромиограмм методом скользящего окна двумя способами: расчётом абсолютного среднего значения на окне и расчётом среднеквадратичного значения на окне. Преобразование сигнала в первом случае производилось по формуле:

$$X(Av)_i = \frac{1}{2N+1} \sum_{k=i-N}^{i+N} |x_k|,$$

где i, k – отсчёты преобразованного и исходного сигнала соответственно, $2N+1$ – количество отсчётов, соответствующих длине выбранного окна, x_k – величины исходного сигнала, $X(Av)_i$ – величины сигнала, полученного в ходе преобразования (рис. 3).

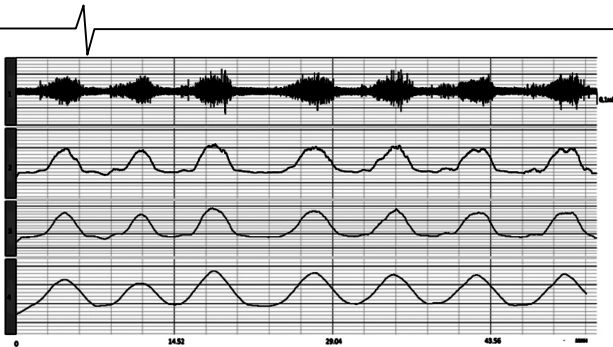


Рис. 3. Метод абсолютного среднего значения:

- 1 – электромиограмма после фильтрации
- 2, 3, 4 – преобразование электромиограммы методом абсолютного среднего значения на различных скользящих окнах (30, 60, 180 соответственно)

Во втором случае преобразование сигнала производилось по формуле:

$$X(RMS)_i = \sqrt{\frac{1}{2N+1} \sum_{k=i-N}^{i+N} x_k^2},$$

где i, k – отсчёты преобразованного и исходного сигнала соответственно, $2N+1$ – количество отсчётов, соответствующих длине выбранного окна, x_k – величины исходного сигнала, $X(RMS)_i$ – величины сигнала, полученного в ходе преобразования (рис. 4).

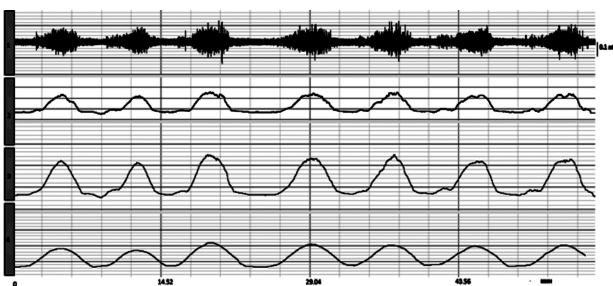


Рис. 4. Метод среднеквадратичного значения:

- 1 – электромиограмма после фильтрации;
- 2, 3, 4 – преобразование электромиограммы методом среднеквадратичного значения на различных скользящих окнах (30, 60, 180 соответственно)

Каждое из преобразований было последовательно выполнено на трёх окнах длиной 30, 60 и 180 секунд. При подборе скользящего окна руководствовались двумя принципами. Во-первых, необходимо, чтобы окно было небольшой длительности, и порядок его величины соответствовал длине нескольких медленных волн, т.к. наибольший интерес представляет изменение интенсивности спайковой активности на длительном промежутке времени. Увеличивая окно, теряется точность определения границ изменения интенсивности спайковой активности. Во-вторых, порядок величины окна должен быть достаточно большим, чтобы уменьшить влияние незначительных шумовых и артефактных составляющих за счёт усреднения сигнала. Окно длительностью 30 с было выбрано в связи с тем, что его длина значительно превышает период одной медленной волны, и при этом меньше длины III фазы ММК. Окно длительностью 60 с соответствует минимальной длине III фазы ММК, а окно 180 с соответствует средней длине III фазы ММК в норме. Окна больше 180 с не рас-

считывались, так как они превышают среднюю длину III фазы ММК и могут включать в себя другие фазы данного ММК или соседних ММК.

Для расчёта пороговой величины было произведено визуальное сопоставление III фазы ММК исходного сигнала и соответствующего участка преобразованного сигнала для двух способов преобразования на всех вышеперечисленных окнах. На исходном сигнале отмечалось время начала III фазы одного из ММК, и ему сопоставлялось значение преобразованного сигнала N_i . Аналогично были найдены значения преобразованных сигналов, соответствующие концу фаз III – K_i , где i – порядковый номер III фазы, встречающейся в исследуемом сигнале. Также находили значения максимумов для каждого пика, соответствующего III фазе ММК на преобразованном сигнале (max_i). Схематически процесс сопоставления исходного сигнала и преобразованного изображён на рис. 5.

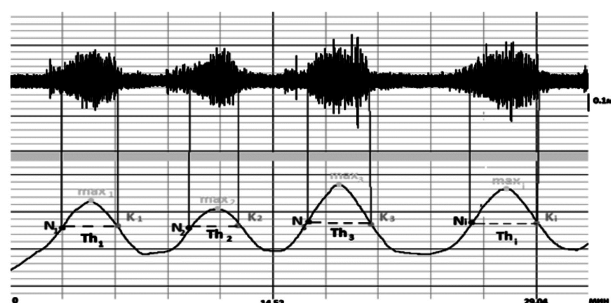


Рис. 5. Выявление начала и конца III фазы ММК на преобразованном сигнале

Полученные в результате сопоставления исходных электромиограмм данные были преобразованы по формуле $Th_i = \frac{N_i + K_i}{2 * max_i} * 100 \%$, где Th_i – относительный

пороговый уровень, соответствующий i -й III фазе ММК. Затем было произведено усреднение относительных пороговых значений (Th_i) на 13 электромиограммах для двух способов преобразований, на всех вышеперечисленных окнах. Стандартное отклонение от среднего для каждого метода вычислялось по формуле:

$$s = \sqrt{\frac{\sum_i^N (Th_i - \overline{Th})^2}{N}},$$

где \overline{Th} – усреднённое относительное пороговое значение по всем экспериментам, Th_i – относительное пороговое значение, рассчитанное для каждой III фазы ММК отдельно, N – общее количество фаз III ММК, идентифицированных на всех электромиографических сигналах, исследуемых в данной работе.

Результаты

Результаты усреднения двумя методами на различных окнах отображены в табл. 1.

Расчёты показывают, что для метода среднеквадратичного отклонения на скользящем временном окне длительностью 180 с, наблюдается наименьший разброс относительных пороговых значений для каждой III фазы ММК относительно их среднего порогового значения.

Таким образом, было принято, что наиболее целесообразно использовать в алгоритме автоматической обработки электромиографических сигналов метод среднеквадратичного значения на скользящем временном окне длительностью 180 с. За относительное пороговое значение, используемое в разрабатываемом алгоритме автоматической оценки временных параметров ММК крыс, берётся рассчитанное $\overline{Th} = 80\%$. На основе найденного значения относительной пороговой величины, можно составить алгоритм автоматического расчёта длительности III фазы ММК. Условно этот алгоритм можно изобразить блок-схемой, изображённой на рис. 6. Период ММК, как было сказано выше, рассчитывался как расстояние между окончанием двух смежных фаз III ММК. Изображённый алгоритм был последовательно реализован в среде математической обработки данных MATLAB и применён ко всем 13 электромиограммам.

Таблица 1. Усреднённое значение относительного порогового уровня для каждого метода на окнах 30, 60, 180 с.

Название метода / Размер окна, с	Метод абсолютного среднего значения (Th, %)	Метод среднеквадратичного значения (Th, %)
30	56,2±9,1	59,2±10,3
60	60,9±8,2	64,0±10,2
180	77,2±7,8	80,0±6,9

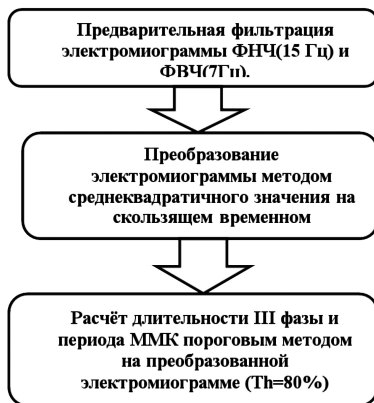


Рис. 6. Блок-схема алгоритма расчета основных параметров миоэлектрического комплекса

Полученные в результате применения алгоритма результаты были соотнесены с предварительной их визуальной оценкой. Процент расхождения для длительности III фазы был посчитан по формуле:

$$\Delta_{III} = \left| \frac{t_{\text{виз}} - t_{\text{алг}}}{t_{\text{виз}}} \right| * 100\% = 6,5\%, \text{ где } t_{\text{виз}} > t_{\text{алг}} - \text{длительности III фазы ММК, рассчитанные визуально и алгоритмически соответственно. Для длительности периода}$$

длительности III фазы ММК, рассчитанные визуально и алгоритмически соответственно. Для длительности периода

$$\Delta_{\text{ММК}} = \left| \frac{T_{\text{виз}} - T_{\text{алг}}}{T_{\text{виз}}} \right| * 100\% = 6,7\%, \text{ где } T_{\text{виз}}, T_{\text{алг}} - \text{периоды ММК}$$

рассчитанные визуально и алгоритмически соответственно.

Заключение

Таким образом, разработанный алгоритм количественного анализа основных параметров ММК тонкой кишки на основе метода среднеквадратичного значения на скользящем временном окне показывает высокую степень точности и может быть применен для автоматизированной оценки электромиограмм, полученных в хронических экспериментах на крысах.

Литература

1. Богач, П.Г., Решодько Л.Г. Алгоритмические и автоматные модели деятельности гладких мышц // Киев: Наукова думка, 1979. – 348 с.
2. Васильев В. А., Попова Т.С., Тропская Н.С. Оценка двигательной активности органов желудочно-кишечного тракта // Российский журнал гастроэнтерологии, гепатологии, колопроктологии. 1995, № 4, – с. 48-54.
3. Лебедев Н.Н Биоритмы пищеварительной системы - М.: Медицина, 1987. – 256 с.
4. Тропская Н.С., Попова Т.С. Некоторые аспекты регуляции моторной функции желудка и тонкой кишки // Клинические перспективы гастроэнтерологии, гепатологии, колопроктологии. – 2008. – №4. – 12-16.
5. Groh W. J. et al. Computerized analysis of spike-burst activity of the upper gastrointestinal tract //Digestive diseases and sciences. – 1984. – Т. 29. – №. 5. – С. 422-426.
6. Husebye E., Hellstrom P.M., Sundler F., Chen J., Midtvedt T. Influence of microbial species on small intestinal myoelectric activity and transit in germ-free rats. Am. J. Physiol. Gastrointest. Liver Physiol. 2001; 280 (3): G368–G380.
7. Sama S. Myoelectrical and Contractile Activities of the Gastrointestinal Tract / In: Schuster M.M., Crowell M.D., Kenneth L.K. Schuster Atlas of Gastrointestinal Motility in Health and Disease. – London: BC Decker Inc., Hamilton, 2002. – P. 1-18.
8. Stam R. et al. Computer analysis of the migrating motility complex of the small intestine recorded in freely moving rats //Journal of pharmacological and toxicological methods. – 1995. – Т. 33. – №. 3. – С. 129-136.
9. Van Schelven L.J., Nieuwenhuijs V.B., Akkermans L.M. A. Automated, quantitative analysis of interdigestive small intestinal myoelectric activity in rats //Neurogastroenterology & Motility. – 2002. – Т. 14. – №. 1. – С. 15-23.
10. Yakovlev V. G. The algorithm for detection of peaks in physiological curves //Avtomatika i Telemekhanika. – 1977. – №. 12. – С. 94-105.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБУЧЕНИЯ НЕЙРОЧИПОВ, ВНЕДРЕННЫХ В НЕРВНУЮ ТКАНЬ

Туровский Я.А., кандидат медицинских наук, доцент кафедры цифровых технологий, руководитель лаборатории информационных технологий в медицине факультета компьютерных наук Воронежского государственного университета, e-mail: yaroslav_turovsk@mail.ru;

Кургалин С.Д., доктор физико-математических наук, заведующий кафедрой цифровых технологий факультета компьютерных наук Воронежского государственного университета, e-mail: kurgalin@bk.ru;

Адаменко А.А., аспирант кафедры информационных и управляющих систем Воронежского государственного университета инженерных технологий, e-mail: adamenko.artem@gmail.com.

SIMULATION TRAINING NEUROCHIP INTEGRATED INTO THE NERVOUS TISSUE

Turovski Y.A., Kurgalin S.D., Adamenko A.A.

A software system for simulation training neurochips to repair damaged nerve tissue. This software uses an artificial neural network (ANN) in a model of nerve tissue. To simulate the recovery of neural tissue, developed modules to first create the ANN, then damage it, in order to simulate the learning process neurochip for repair of nerve tissue. At the stage of modeling the functioning of the nervous tissue is not damaged software package used for training ANN using algorithms such as backpropagation algorithm, the improved algorithm of back propagation, genetic algorithm, evolutionary algorithm, sorting algorithm weights. To simulate the damage phase ANN designed manual and automated change the weights of ANN. For the simulation phase restoration of damaged nerve tissue, software package allows you to simulate the restoration of the damaged network with a network correction by the latest evolutionary selection. Numerical experiments confirm the possibility of software for creating, damage and restoration of ANN to simulate repair damaged tissue in the nervous microscopic regions of the brain.

Key words: artificial neural network, neurochip, modeling, algorithm, software system, the nervous tissue.

Ключевые слова: искусственная нейронная сеть, нейрочип, моделирование, алгоритм, программный комплекс, нервная ткань.

Введение

По данным Федеральной службы государственной статистики сосудистые заболевания мозга занимают второе место в структуре смертности от болезней системы кровообращения (39 %) и общей смертности населения (23,4 %). Ежегодная смертность от инсульта в России остается одной из наиболее высоких в мире (374 на 100 тыс. населения) [1]. Вышеприведенная статистика не включает случаи травмирования нервной системы, что еще более усугубляет ситуацию.

Современные методы посттравматической и постинсультной реабилитации в значительной части случаев не восстанавливают функции нервных клеток, утраченные в результате повреждения нервной ткани. Одним из перспективных направлений восстановления функционирования нервных клеток в ходе реабилитации является создание нейрочипов (НЧ), т.е. устройств, подключающихся непосредственно к нервной ткани и обеспечивающих регистрацию активности клеток этой ткани, а также обработку и передачу ее сигналов на компьютер для формирования команд на изменение активности нервных клеток, что приводит к коррекции нарушений функционирования этих клеток [2]. Несмотря

Разработан программный комплекс для моделирования обучения нейрочипов (НЧ) с целью восстановления поврежденных нервных тканей. Данный программный комплекс использует искусственную нейронную сеть (ИНС) в качестве модели нервной ткани. Для моделирования восстановления нервной ткани разработаны модули, позволяющие сначала создать ИНС, затем повредить ее с целью моделирования процесса обучения НЧ для восстановления нервных тканей. На этапе моделирования функционирования неповрежденной нервной ткани программный комплекс используется для обучения ИНС с применением таких алгоритмов, как: алгоритм обратного распространения ошибки, усовершенствованный алгоритм обратного распространения ошибки, генетический алгоритм, эволюционный алгоритм, алгоритм перебора весов. Для этапа имитирования повреждения ИНС разработаны ручное и автоматизированное изменение весовых коэффициентов ИНС. Для этапа моделирования восстановления поврежденной нервной ткани программный комплекс позволяет моделировать восстановление поврежденной сети при помощи корректирующей сети путем эволюционного отбора последней. Проведены вычислительные эксперименты, подтверждающие возможности программного комплекса по созданию, повреждению и восстановлению ИНС с целью моделирования восстановления поврежденных функций нервной ткани микрообластей мозга.

на всю сложность задачи восстановления поврежденной нервной ткани с использованием НЧ, уже ведутся работы по его созданию и внедрению близких ему по назначению программно-аппаратных комплексов [3-8]. Одной из ключевых проблем при создании НЧ, которые еще не решены, является то, что современные технологии не

позволяют внедрять с требуемой точностью (< 10 мкм) в заданные места нервной ткани такие приспособления как: микроэлектроды, оптические волокна, микропипетки и т.п. Как следствие, подобные вживления не обеспечивают формирование у исследователей и врачей необходимого для реабилитации представления о функционировании отдельных областей нервной ткани и морфофункциональной структуры той микрообласти мозга конкретного пациента, куда было вживлено то или иное устройство ввода/вывода НЧ. Вследствие этого не известно, как именно функционируют клетки, каким образом закодирована передаваемая ими информация той микрообласти мозга, куда вживлен НЧ с целью передачи данных, получаемых при анализе этой ткани. Очевидно, что путем решения обозначенной выше проблемы, т.е. локализации входов и выходов НЧ в нервной ткани, является использование гибкой архитектуры данных устройств с возможностью реализации их обучения. Предполагается, что после вживления в те или иные области мозга НЧ обучается, подстраиваясь под cito- или миелоархитектонику той области мозга, в которую был вживлен, для купирования патологических феноменов активности этой области мозга. Исследования, включающие такой подход даже на животных, представляют собой, с учетом высокой изменчивости нервной ткани, ресурсоемкий процесс, поэтому необходим этап предварительного математического моделирования работы НЧ для восстановлений нервной ткани. Сам процесс вживления НЧ носит вероятностный характер, это связано с отсутствием знания о том, в какую именно микрообласть нервной ткани произошло внедрение нейрочипа и какие именно клетки при этом повреждаются. Таким образом, требуется проведение большого количества вычислительных экспериментов, моделирующих процессы повреждения и

восстановления нервной ткани с использованием НЧ. Такие эксперименты невозможны без создания и использования специальных программных пакетов, обеспечивающих моделирование вышеописанных процессов.

Целью данной работы является разработка программного пакета моделирования обучения НЧ для восстановления искусственной нейронной сети после ее повреждений. Разработанный программный пакет должен решать такие задачи, как: обучение и сохранение ИНС, моделирование ее повреждений и последующее моделирование коррекции ИНС, моделирующее подключение НЧ к нервной ткани и восстановление с его помощью ее функционирования.

В качестве основы для создания модели нервной ткани были использованы искусственные нейронные сети. Они являются мощным инструментом анализа, моделирования и интерпретации сложных данных, получаемых в широком спектре клинических исследований [9]. Хотя они и не могут точно воспроизвести функционирование нервной ткани, но являются одними из лучших методов, позволяющих создать модель функционирования нервных клеток [10].

Этапы моделирования, реализованные в создаваемом программном пакете, представляют собой три взаимосвязанных модуля: модуль создания и обучения ИНС, модуль анализа и изменения ИНС, модуль процесса корректировки и восстановления ИНС.

Каждый модуль имеет функции записи в файл полученных результатов, имеющих наиболее важное значение для исследователя на каждом этапе моделирования создания, повреждения и восстановления нервной ткани. На рис. 1 представлена схема взаимодействия модулей программного комплекса при моделировании создания, повреждения и корректировки сети.

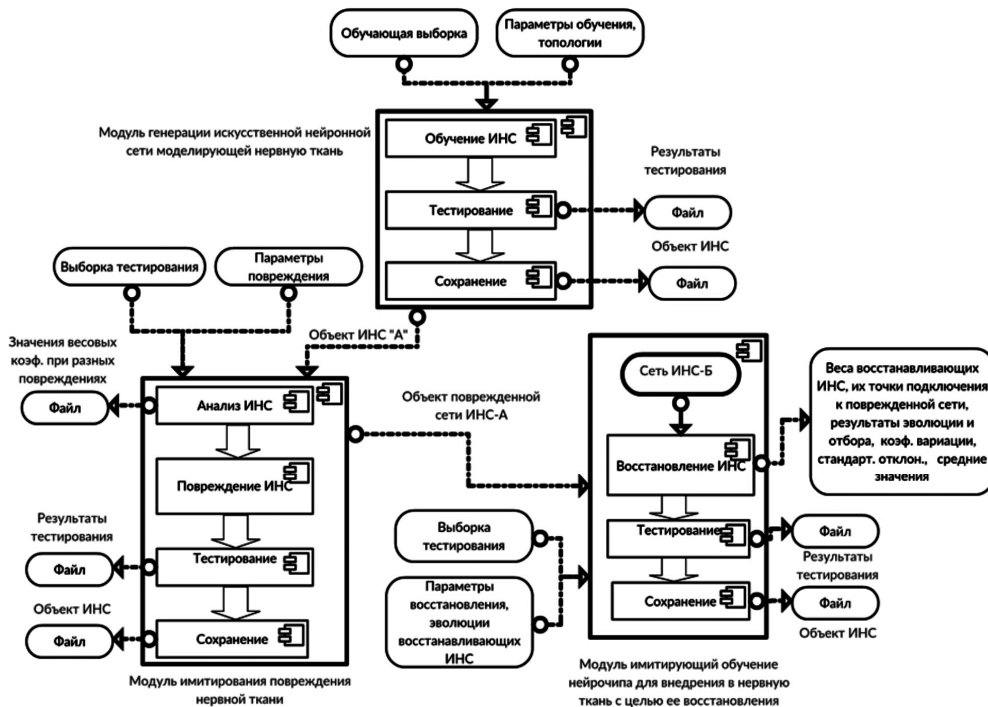


Рис. 1. Схема взаимодействия программных модулей при моделировании процесса обучения нейрочипа для восстановления нервных тканей. На схеме: «Объект ИНС «А»» – обученная нейронная сеть;

«Объект поврежденной сети ИНС-А» – поврежденная нейронная сеть;» Сеть ИНС-Б» – корректировочная нейронная сеть

Модуль генерации искусственной нейронной сети, моделирующей нервную ткань

Первым этапом моделирования восстановления поврежденных нервных клеток является моделирование нормального функционирования нервных клеток. Для этого используется модуль обучения ИНС. Данный модуль включает в себя наиболее актуальные параметры обучения ИНС, которые будут описаны далее. Модуль обучения ИНС включает в себя динамическое обучение сети, которое заключается в изменении ее топологии до момента достижения заранее заданного текущего процента ошибочных распознаваний сети на загруженной в нее обучающей выборке. Также модули обучения ИНС включают в себя 5 разных алгоритмов обучения: алгоритм обратного распространения ошибки [11, 12], усовершенствованный алгоритм обратного распространения ошибки [13], генетический алгоритм [14], алгоритм перебора весов и эволюционный алгоритм. На данном этапе происходит моделирование нормальной работы мозга путем обучения ИНС одним из выбранных алгоритмов.

Будем обозначать обученную, моделирующую нормальную работу мозга ИНС как сеть ИНС–А. В первом этапе моделирования происходит создание и обучение сети ИНС–А для имитирования функционирования мозга в рамках простой задачи классификации. Модули, использующиеся для данного этапа моделирования, включают в себя такие параметры как: коэффициент обучения [15], момент [16], значение параметра «альфа» – параметра наклона сигмоидальной функции активации нейронов [17], параметры топологии, алгоритм обучения, условия для динамического обучения ИНС. Коэффициент обучения используется для изменения весов сети при ее обучении. Чем выше значения коэффициентов обучения, тем сильнее будут изменяться весовые коэффициенты. При выборе алгоритма обратного распространения ошибки обучение сети ИНС–А производится методом градиентного спуска [18]. Простейшим методом усовершенствования градиентного спуска является введение момента m , который позволяет преодолевать мелкие локальные минимумы при поиске глобального минимума функции ошибки с целью достижения наилучшего результата классификации при обучении ИНС. Момент, как и коэффициент обучения, задается пользователем в допустимом диапазоне от 0 до 1 и используется при выборе алгоритма обратного распространения ошибки. Параметры топологии сети ИНС–А задаются пользователем. Количество слоев в этой сети неограничено, а количество нейронов в одном слое может находиться в диапазоне от 1 до 1000.

Все указанные выше параметры определяют функционирование сети ИНС–А, которая является современной моделью нервной ткани, и пользователь, исходя из своих знаний о ИНС, может моделировать процесс функционирования этой ткани.

В реализованном ПО для функции ошибки обучения используется сумма квадратов ошибок [19]. При загрузке выборки происходит ее разбиение, и 20 % от общего числа входных векторов становятся контрольной подвыборкой, остальные 80 % – обучающей подвыборкой

ИНС [20]. Такое соотношение подвыборок наиболее часто встречается при обучении ИНС. Для каждого разбиения выполняется обучение сети ИНС–А на векторах обучающей подвыборки, затем оценивается ее средняя ошибка на векторах контрольной подвыборки. Подобное разбиение данных является оптимальным с точки зрения обучения ИНС: на 4/5 части данных – ИНС обучается, на 1/5 части данных – происходит валидация, т.к. реальный процент правильных ответов ИНС проверяется на данных, на которых ИНС не обучалась, но которые берутся из одной и той же обучающей выборки. При загрузке выборки производится минимаксная нормализация обучающей выборки [21]. В итоге все входные и выходные вектора приводятся к диапазону $[0; 1]$, т.к. здесь используется униполярная сигмоидальная функция активации.

В модулях создания и обучения ИНС для начальной инициализации весов сети ИНС–А используется алгоритм Nguyen-Widrow [22]. Данный алгоритм выбирает такие значения весов, чтобы область выходных значений каждого нейрона в слое была приблизительно равномерно распределена по области входных значений слоя. При генерации этих значений используются датчик случайных чисел [23]. После корректировки значений весов и пороговых значений нейронов сети ИНС–А она готова к обучению. В табл.1 приведена сводная информация о параметрах, полученных в одном из экспериментов по обучению сети ИНС–А. Показатель обучения сети ИНС–А относительно количества входящих векторов вычисляется по следующей формуле:

$$\text{learningError} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n (x_i - x_i')^2 \cdot 100, \quad (1)$$

где i – количество входящих векторов; x_i' – желаемый результат i -го входящего вектора ИНС; x_i – полученный результат ИНС для i -го входящего вектора.

Таким образом, для оценки ошибки обучения используется метод наименьших квадратов. Формула (1) отражает процент правильных ответов сети ИНС–А при обучении путем получения средней ошибки и переводом этого значения в проценты.

Процент ошибок сети ИНС–А оценивается следующим образом:

$$\text{testError} = \frac{\sum_{i=0}^n e_i}{i} \cdot 100, \quad (2)$$

где: i – количество входящих векторов; e_i – ошибка распознавания для i -го входящего вектора сети ИНС–А. Если желаемый класс и полученный от сети ИНС–А различаются, то это – ошибка. Количество таких ошибок суммируется перед делением на i .

Коэффициент обучения применяется следующим образом:

$$w_{p-q}(i+1) = w_{p-q}(i) + \eta \delta_q (OUT)_p, \quad (3)$$

где: i – номер текущей итерации; w_{p-q} – величина синоптического веса, соединяющего нейрон p с нейроном q ; η – коэффициент «скорости обучения» (он управляет

величиной изменения весов); δ_q – ошибка q -го нейрона; $(OUT)_p$ – выход нейрона p .

Коррекция весов при обучении реализована следующим образом:

$$\Delta w_{ij}^{(n)}(i) = -\eta \delta_j^{(n)} x_i^n + \mu \Delta w_{ij}^{(n)}(i-1), \quad (4)$$

где μ – моментный параметр.

Таблица 1. сводная информация о параметрах и результатах обучения сети ИНС–А

	Значения параметров сети ИНС–А
Ошибка обучения	0,98 %
Количество итераций обучения	5000
Процент ошибочных распознаваний	1,50 %
Алгоритм	Обратное распространение ошибки
Топология	9-15-15-4
Параметр «альфа»	2
Коэффициент обучения	0,5
Момент	0,3
Количество векторов в обучающей выборке	10150
Количество классов в обучающей выборке	4
Обучающая подвыборка	8120
Контрольная подвыборка	2030

Сигмоидальная униполярная функция совместно с параметром «альфа» реализована следующим образом:

$$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-\alpha x}}, \quad (5)$$

где α – параметр «альфа».

Сигмоида применяется в нейронных сетях в качестве функций активации, так как позволяет как усиливать слабые сигналы, так и «не насыщаться» от сильных сигналов. Для метода обучения градиентным спуском требуется производная сигмоидальной функции.

Производная сигмоиды может быть легко выражена через саму функцию, что позволяет существенно сократить вычислительную сложность метода обратного распространения ошибки, сделав его применимым на практике:

$$\sigma'(x) = \sigma(x)(1 - \sigma(x)). \quad (6)$$

Модуль имитации повреждения нервной ткани

Второй этап моделирования – изменение сети ИНС–А, сопровождающееся ее анализом. На данном этапе моделируется повреждение тканей мозга при патологическом процессе, например: отек головного мозга, хроническая ишемия мозга и т.п. Анализ заключается в тестировании сети на каждом этапе изменения ее нейронов и записи в файл соответствующих показателей. Данный процесс позволяет выявить эффект «мертвых нейронов», когда нейроны или почти не влияют на результат классификации ИНС, или же не влияют на него совсем. Для автоматизации процесса моделирования разрушения нервных клеток с целью их дальнейшего восстановления во втором модуле присутствует функция автоматического перебора всех связей сети. Эта функция перебора сопровождается нагляд-

ным динамическим изменением топологии сети ИНС–А. В функциях перебора данного модуля используются оригинальные алгоритмы, позволяющие провести перебор большинства возможных комбинаций отключения нейронов от ИНС.

Модуль моделирует повреждения сети ИНС–А, а также он используется для анализа связей между нейронами путем их группового отключения от ИНС с целью моделирования процесса нарушения функционирования нервных клеток. Данный модуль позволяет:

- провести анализ нейронов сети ИНС–А путем их отключения от сети в соответствии с различными комбинациями отключения нейронов от ИНС и записать в файл все полученные результаты, чтобы можно было определить, как сильно влияют на результат классификации всей сети ИНС–А отключенные нейроны;

- задать автоматическое отключение связей сети ИНС–А с целью поиска нужного уровня разрушения сети, если это, вообще говоря, возможно, после чего сохранить поврежденную сеть для ее последующего восстановления.

В разработанном программном обеспечении (ПО) реализован оригинальный алгоритм перебора групп нейронов сети ИНС–А для организации различных вариантов их отключения. Диапазон отключения связей определяется пользователем. При запуске процесса автоматического отключения нейронов создаются файлы, которые содержат информацию о влиянии всех возможных отключенных групп нейронов на сеть ИНС–А с конкретными выходными данными, а также абсолютные суммы и суммы относительно других весовых коэффициентов, принадлежащих к группе отключенных нейронов при их автоматическом переборе для отключения. Модуль позволяет: тестировать ИНС; сохранять поврежденную ИНС; загружать обученную ИНС, а также строить таблицу весовых коэффициентов и топологию сети ИНС–А с отображением отключенных связей.

В табл. 2 приведена сводная информация о параметрах сети ИНС–А до и после ее повреждения. Эта сеть обучена методом обратного распространения ошибки на выборке из 10150 векторов, в каждом из которых 9 элементов. Данная выборка разбита на 4 класса (классы «1», «2», «3» и «4»). Классы представляют собой множества, которые содержат в себе образцы в виде векторов. Таким образом, задача классификации сводится к отнесению образца (вектора) к одному из множеств. Топология сети ИНС–А: 9 входных нейронов, 2 скрытых слоя по 10 нейронов, 4 выходных нейрона (4 класса). В данной таблице приведен один из результатов, который был получен при автоматическом переборе нейронов для отключения сети ИНС–А.

Из табл. 2 видно, что в ходе эксперимента по моделированию повреждения сети ИНС–А она перестала распознавать класс «1», но класс «2» распознается ею правильно в большинстве случаев, а классы «3» и «4» распознаются, практически, с точностью 100%. Данный эксперимент моделирует тот случай, когда пациент не способен понимать разницу между несколькими категориями предметов, а одну категорию он не распознает совсем.

Модуль, имитирующий обучение нейрочипа, внедренного в нервную ткань с целью ее восстановления

Третий этап – корректировка сети ИНС. На этом этапе создается корректирующая сеть ИНС-Б, моделирующая НЧ. Она подключается к поврежденной сети ИНС-А с целью изменения значений весовых коэффициентов, к которым она подключилась, для уменьшения ошибочных распознаваний сети ИНС-А.

На данном этапе моделирования нельзя использовать алгоритмы обучения сети ИНС «с учителем», в частности, нельзя применять алгоритм обратного распространения ошибки для обучения сети ИНС-Б, т.к. нам неизвестны лучшие выходные параметры сети ИНС-Б для уменьшения процента ошибок распознавания сети ИНС-А. Это происходит вследствие того, что мы не знаем, в какую именно область сети ИНС-А, т.е. к каким весовым коэффициентам были подключены связи сети ИНС-Б, и, соответственно, не знаем, как именно обучить сеть ИНС-Б с целью изменения сигналов, проходящих по связям между нейронами сети ИНС-А так, чтобы уменьшить процент ее ошибочных распознаваний.

Но мы знаем, какой результат хотим получить, т.к. можем протестировать сеть ИНС-А совместно с подключенной к ней сетью ИНС-Б и сравнить выходные значения с правильными. Поэтому для обучения сети ИНС-Б был реализован эволюционный алгоритм. Этот алгоритм помогает провести эволюцию вариантов сети ИНС-Б и выявить наилучший вариант этой сети для корректирования данной сети ИНС-А. Сеть ИНС-Б корректирует поведение загруженной сети ИНС-А путем подключения к ее связям с помощью изменения сигнала, проходящего по этим связям.

Для описания реализованного в данном программном пакете эволюционного алгоритма удобно представить ИНС с помощью множеств. Так как топология любой ИНС состоит из слоев, обозначим множество слоев как l . Слои, в свою очередь, состоят из множества нейронов $n \subset l$, а те, в свою очередь, из множества весовых коэффициентов $w \subset n$.

При начальном отборе сетей генерируется множество сетей ИНС-Б со случайными весовыми коэффициентами, т.е. отбираются особи первой популяции до заданного количества. Обозначим множество сетей начального (нулевого) поколения как $(ANN)^0$. Когда популяция набрана, происходит скрещивание. На этапе скрещивания случайным образом выбираются сети $A^p, B^p \in (ANN)^p$ и на основе их весовых коэффициентов вычисляются новые коэффициенты, которые применяются к весовым коэффициентам сетей следующего поколения:

$$C_{l_i, n_j, w_k}^{p+1} = \frac{A_{l_i, n_j, w_k}^p + B_{l_i, n_j, w_k}^p}{2}, \quad (7)$$

где: C – сеть для следующего поколения, $l_i \subset l$, i – номер слоя в множестве слоев l ; j – номер нейрона из множества нейронов $n \subset l_i$; k – номер веса из множества весов $w \subset n_i$; p – номер поколения; A и B случайно выбранные сети из предыдущего поколения и прошедшие отбрасывание наихудших сетей;

Так как топология корректировочных сетей ИНС-Б одинакова, то, соответственно, среднее значение двух k -х весовых коэффициентов сетей A и B будет применяться к весовому коэффициенту сети C того же индекса k и, соответственно, того же j -го нейрона и i -го слоя. После нескольких итераций попарных скрещиваний всех сетей поколения происходит отбрасывание сетей, показавших худшие результаты, тем самым возвращая популяцию к начальному заданному количеству особей. Отбравленные сети продолжают скрещивание, тем самым подстраиваясь под лучшие выходные показатели сети ИНС-А, изменяя своими выходными результатами весовые коэффициенты сети ИНС-А. Для повышения вероятности выхода из локального минимума функции ошибки реализована «мутация сетей». Для мутации отбираются те сети, которые дали после отбора наихудшие результаты относительно всего поколения. Самой мутации подвергаются не все веса наихудших сетей, а только те, по индексу которых коэффициент вариации ниже

Таблица 2. Сравнение параметров сети ИНС-А до и после ее повреждения

	Значения параметров до повреждения сети	Значения параметров после повреждения сети
Процент ошибочных распознаваний сети ИНС-А	1, 48 %	23, 77%
Количество определенных сети ИНС-А классов	1 – 2334, 2 – 2744, 3 – 2753, 4 – 2319	1 – 0, 2 – 5097, 3 – 2671, 4 – 2382
Количество несовпавших классов	151	2416
Количество функционирующих связей	420	345
Количество отключенных нейронов	0/34	5/34
Отключенные нейроны (индекс слоя: индекс нейрона)	-	1:6, 1:7, 1:8, 2:0, 2:3
Сумма значений весов относительно всех весов сети ИНС-А, входящих в отключенные нейроны	0	-19, 42
Сумма значений весов относительно всех весов сети ИНС-А, исходящих из отключенных нейронов	0	-8, 89
Абсолютная сумма значений весов, входящих в отключенные нейроны	0	280, 44
Абсолютная сумма значений весов, исходящих из отключенных нейронов	0	12, 7

заданного относительно всех сетей поколения. Мутация происходит следующим образом:

$$A_{i,n_j,w_k}^p = A_{i,n_j,w_k}^{p-1} \text{RandomSign}(A_{i,n_j,w_k}^p), \quad (8)$$

где: A^p – сеть поколения p , показавшая наихудший результат из всех сетей поколения; *RandomSign* функция случайным образом присваивающая знак «+» или «-» выражению находящемуся в скобках

Мутация тем самым смещает значение весов с наименьшим коэффициентом вариативности индекса веса относительно всех сетей. Данный модуль позволяет варьировать параметры, такие как количество поколений сетей ИНС-Б и скрещиваний в каждом из них, установить параметр «альфа» для функций активации сети ИНС-Б. К вышесказанному также стоит добавить, что модуль корректировки содержит функцию автоматического поиска наилучшего варианта сети ИНС-Б, что заключается в установлении желаемого процента правильных распознаваний сети ИНС-А. Пока этот результат не будет достигнут, сеть ИНС-Б будет в случайном порядке менять места подключений связей сетей ИНС-Б и ИНС-А по заданным заранее параметрам, что имитирует повторение внедрения НЧ в ту или иную микрообласть мозга.

Для проведения сравнения разных вариантов моделирования подключения НЧ к нервной ткани в данный модуль включен еще один вариант подключения сети ИНС-Б к сети ИНС-А – упорядоченное подключение, биологическим аналогом которого является эксперимент, когда происходит картирование электрических откликов нервных клеток, исследуемого микрорегиона мозга в ответ на стимуляцию нервных клеток электрическим током. Латентное время отклика нервных клеток позволяет определить, какие из них стимулируются непосредственно, а какие – путем передачи возбуждения от других нервных клеток. Под упорядоченным подключением подразумевается подключение всех входных нейронов сети ИНС-Б ко всем связям сети ИНС-А, находящимся непосредственно в первых слоях сети – клетки нервной ткани с быстрым латентным временем отклика, а также подключение всех выходных нейронов сети ИНС-Б, преимущественно, к связям выходного слоя сети ИНС-А – клетки нервной ткани с медленным латентным временем отклика.

При работе с эволюционным алгоритмом задается количество поколений сетей ИНС-Б и количество скре-

щиваний в каждом поколении, а также начальное количество особей сети ИНС-Б для начальной популяции. После каждого скрещивания худшие сети отбрасываются до тех пор, пока количество сетей в популяции не будет равно заданному, оставшиеся переходят в следующее поколение и продолжают скрещиваться. Так же, как и в модуле обучения, в данном модуле можно задать любую топологию корректировочной сети ИНС-Б. Для процесса скрещивания сетей ИНС-Б в данном ПО предусмотрена «мутация» весов этих сетей. Условием «мутации» является достижение порога коэффициентом вариации (КВ) [24], задаваемым в диапазоне от 0 до 1. Если КВ какого-либо индекса весов ниже заданного – происходит «мутация» – специальное «встряхивание» именно этого индекса весов.

«Встряхивание» весов полезно тем, что добавляет к весам ИНС небольшие случайные величины в диапазоне от 0 до 1 с целью обойти локальные минимумы в пространстве ошибок обучения. Алгоритм обратного распространения использует разновидность градиентного спуска, то есть осуществляет спуск «вниз» по поверхности ошибки, непрерывно подстраивая веса в направлении к минимуму. Поверхность ошибки сложной сети сильно изрезана и состоит из «холмов», «долин», «складок» и «оврагов» в пространстве высокой размерности. Сеть может попасть в локальный минимум (неглубокую «долину»), когда рядом имеется гораздо более глубокий минимум. В точке локального минимума все направления ведут «вверх», и сеть неспособна из него выбраться.

Таким образом, в третьем модуле моделируется процесс восстановления поврежденной сети ИНС-А корректировочной сетью ИНС-Б, тем самым для восстановления нервных клеток моделируется процесс обучения НЧ на основе эволюционного алгоритма. В табл. 3 показан результат восстановления параметров поврежденной сети ИНС-А путем эволюционного отбора сетей, моделирующих обучение НЧ.

Заключение

В настоящей работе создан программный комплекс, позволяющий проводить моделирование обучения ИНС с использованием следующих алгоритмов: алгоритма обратного распространения ошибки, усовершенствованного алгоритма обратного распространения ошибки, генетического алгоритма, алгоритма перебора весов и эволюционного алгоритма. Этот комплекс позволяет так-

Таблица 3. Результаты восстановления параметров поврежденной сети ИНС-А

Параметры корректировки сети	Значения параметров сети
Процент ошибочных распознаваний до повреждения (для сети ИНС-А)	1, 48%
Процент ошибочных распознаваний после повреждения (для сети ИНС-А)	23, 77 %
Процент ошибочных распознаваний после восстановления (для сети ИНС-А)	1, 86 %
Количество сетей в поколении (для сети ИНС-Б)	200
Количество поколений (для сети ИНС-Б)	90
Количество скрещивания в каждом поколении (для сети ИНС-Б)	4
Топология корректирующей подсети (для сети ИНС-Б)	15-15-20
Уровень коэффициентов вариации для «встряхивания» весовых коэффициентов (для сети ИНС-Б)	0, 8
Количество поврежденных связей (для сети ИНС-А)	75
Количество связей всего (для сети ИНС-А)	420
Лучший результат поколения (для сети ИНС-Б)	1, 86 %
Средняя ошибка поколения (для сети ИНС-Б)	2, 34 %



же моделировать процессы повреждения и восстановления ИНС с целью проведения экспериментов по обучению НЧ для восстановления нервных клеток мозга. В разработанном ПО присутствуют функции сохранения результатов тестирования, объектов ИНС, весовых коэффициентов и результатов моделирования на каждом этапе работы программного комплекса.

Эксперименты по обучению, повреждению и восстановлению ИНС подтвердили способность разработанного программного комплекса моделировать работу нервных клеток в обычном режиме (неповрежденном), повреждение нервных клеток, восстановление нервных клеток, моделируя, тем самым, обучение НЧ с использованием эволюционного алгоритма. В дальнейшем планируется использовать данный программный комплекс для проведения серий экспериментов по моделированию восстановления нервной ткани с использованием НЧ. На основе данных экспериментов планируется начать работы по созданию и обучению НЧ с использованием эволюционного алгоритма для восстановления поврежденной нервной ткани мозга.

Литература

1. Анализ заболеваемости инсультом с использованием информационных технологий. Стародубцева О.С., Бегичева С.В. *Фундаментальные исследования*. 2012. № 8-2. – С. 424-427.
2. The neurochip: a new multielectrode device for stimulating and recording from cultured neurons. Michael P. Maher, J. Pine, J. Wright, Y. Tai. *Journal of Neuroscience Methods*. 1999. № 87 – С. 45-56.
3. <http://humanenhancementusingbrainchips.weebly.com/neurochips.html>.
4. <http://neuroproof.com/en/MEA-Neurochip-Recordings.html>.
5. <http://www.ucalgary.ca/news/utoday/august10-2010/neurochip>.
6. Neurogenesis and neuronal communication on micro-patterned neurochips. Bani-Yaghoub M., Tremblay R., Voicu R., Mealing G., Monette R., Py C., Faid K., Sikorska M. *Bio-technol Bioeng*. 2005. № 92-3. – С. 336-45.
7. <http://www.sinapseinstitute.org/projects/neurochip/>
8. Neurochips functionalised with cell adhesion protein. H. Sorribas, C. Padeste, P. Sonderegger, C. Stricker, L. Tiefenauer. *European Cells and Materia*. 2001. № 2. – С. 37-38.
9. Artificial Neural Networks in Medical Diagnosis. Q.K. Al-Shayea. *International Journal of Computer Science Issues*. 2011. № 8. – С. 150-154.
10. A Comprehensive Study of Artificial Neural Networks. V. Sharma, S. Rai, A. Dev. *International Journal of Advanced Research in Computer Science and Software Engineering*. 2012. № 2. – С. 278-284.
11. Improved backpropagation learning in neural networks with window momentum. E. Istook, T. Martinez. *International Journal Of Neural Systems*. № 12. – С. 303-318.
12. Learning representations by back-propagating errors. D. E. Rumelhart, G. E. Hinton, R. J. Williams. *Nature*. 1986. № 323. – С. 533-536.
13. A Direct Adaptive Method for Faster Backpropagation Learning: The RPROP Algorithm. M. Riedmiller, H. Braun. *Institut fur Logik, Komplexitat und Deduktionssysteme, University of Karlsruhe* – С. 586-591.
14. A Constructive Algorithm for the Training of a Multilayer Perceptron Based on the Genetic Algorithm. H.C. Andersen, A.C. Tsoi. *Complex Systems*. 1993. № 7. – С. 249-268.
15. <https://www4.rgu.ac.uk/files/chapter3%20-%20bp.pdf>.
16. On the momentum term in gradient descent learning algorithms. N. Qian. *Neural Networks*. 1999. № 12. – С. 145-151.
17. <http://www.aiportal.ru/articles/neural-networks/activation-function.html>.
18. *Practical Mathematical Optimization: An Introduction to Basic Optimization Theory and Classical and New Gradient-Based Algorithms*. Jan A. Snyman. Applied Optimization. 2005. № 97. – С. 43-48.
19. *Neural networks and their applications*. Chris M. Bishop. *Review of scientific instruments*. 1994. № 6. – С. 1803-1832.
20. Модификация алгоритма классификации возраста людей по изображению лица на основе метода ранжирования. А. Рыбинцев, Т. Лукина, В. Конушин, А. Конушин. *Труды конференции RCDL-2012*. 2012. – С. 133-137.
21. Achieving Privacy in Data Mining Using Normalization. G. Manikandan, N. Sairam, S. Sharmili, S. Venkatakrisnan. *Indian Journal of Science & Technology*. 2013. № 6. – С. 4268.
22. Improving the Learning Speed of 2-Layer Neural Networks by Choosing Initial Values of the Adaptive Weights. D. Nguyen, B. Widrow. *Stanford University, Information Systems Laboratory. Stanford CA 94305*. – С. 21-26.
23. Нейросетевая аппроксимация границы области достижимости летательного аппарата. Козлова О.Г. *Наука и образование: электронное научно-техническое издание*. 2009. № 7.
24. *Экономическая статистика*. Т.В. Чернова. Учебное пособие. 1999. – С. 22-31.

УДК 621.316.718

РАЗРАБОТКА ОТЕЧЕСТВЕННОГО МОДУЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ МЕХАНИЗМОМ, СТОЙКОГО К ВОЗДЕЙСТВИЮ СПЕЦИАЛЬНЫХ ФАКТОРОВ

*Азябин С.В., инженер-исследователь 3 категории АО «Российские космические системы»,
e-mail: design-centre@spacecorp.ru;*

*Бумагин А.В., к.т.н., заместитель начальника отдела АО «Российские космические системы»,
e-mail: design-centre@spacecorp.ru;*

Гондарь А.В., начальник сектора АО «Российские космические системы», e-mail: design-centre@spacecorp.ru;

*Иванов Н.А., ведущий инженер-исследователь АО «Российские космические системы»,
e-mail: design-centre@spacecorp.ru;*

*Мартынов Д.С., инженер-исследователь 3 категории АО «Российские космические системы»,
e-mail: design-centre@spacecorp.ru;*

Стещенко В.Б., к.т.н., доцент, заместитель генерального конструктора АО «Российские космические системы», e-mail: design-centre@spacecorp.ru;

Шишкин О.Н., начальник отдела АО «Российские космические системы», e-mail: design-centre@spacecorp.ru.

DEVELOPMENT OF DOMESTIC ACTUATORS CONTROL MODULE RESISTANT TO THE IMPACT OF SPECIAL FACTORS

*Azyabin S.V., Bumagin A.V., Gondar, A.V., Ivanov N.A.,
Martynov D.S., Steshenko V.B., Shishkin O.N.*

This article is devoted to domestic actuators control module resistant to the impact of special factors and can be used as part of on-board equipment, such as antennas drive control systems, photodetectors and valves. The module used algorithm «Slow Decay» for control of power switches H-bridge.

Key words: gate array, on-board equipment, actuator control, stepper motor, algorithm, digital control.

Ключевые слова: БМК, бортовая аппаратура, управление исполнительным механизмом, шаговый двигатель, алгоритм, цифровое управление.

Введение

Модуль управления исполнительным механизмом разработан в целях импортозамещения и выполняет задачу управления биполярным шаговым двигателем БА КА посредством силовых ключей схемы H-моста [1]. Ввиду требований к аппаратуре, применяемой в БА КА (габариты, масса, стойкость к внешним воздействиям), в модуле использована отечественная элементная база в бескорпусном исполнении, стойкая к ДФКП (микросхемы, транзисторы, диоды) и пассивные компоненты для поверхностного монтажа (керамические резисторы, керамические и танталовые конденсаторы) [3].

В настоящий момент на отечественном рынке не представлены функционально законченные модули управления исполнительными механизмами. Среди зарубежных изделий ближайшим функциональным аналогом является контроллер L6228 фирмы ST Microelectronics (Франция). Разработанный микромодуль отличается от зарубежного аналога увеличенным более чем в два раза током нагрузки, расширенным рабочим температурным диапазоном и стойкостью к воздействию ДФКП.

Модуль выполнен в корпусе из кобальта. Все элементы модуля размещены на поликоровой подложке. Вы-

Рассмотрен отечественный модуль управления исполнительным механизмом (МУИМ) стойкий к воздействию специальных факторов для применения в составе бортовой аппаратуры космических аппаратов (БА КА), таких как системы управления приводами антенн, фотоприемников и клапанов. В модуле использован алгоритм «Slow Decay» управления силовыми ключами H-моста.

бор материала подложки обусловлен высоким коэффициентом теплопроводности и близким к материалу корпуса коэффициентом теплового расширения.

МУИМ обладает следующими основными характеристиками:

- напряжение питания силовых цепей, B – не более 36;
- ток нагрузки (обмотки), A – не более 3,5;
- стойкость к воздействию ДФКП по суммарной накопленной дозе радиации, - не менее 100 крад (Si);
- пороговая стойкость ко всем видам одиночных эффектов от воздействия тяжёлых заряженных частиц (ТЗЧ) и высокоэнергетических протонов (ВЭП) – не ниже 60 МэВ ($мг \cdot см^2$).

МУИМ обеспечивает:

- функцию ограничения тока в обмотках шагового двигателя;
- функцию защиты от обратного напряжения цепи управления;
- функцию управления направлением вращения шагового двигателя;
- функцию управления режимами разгона и торможения;

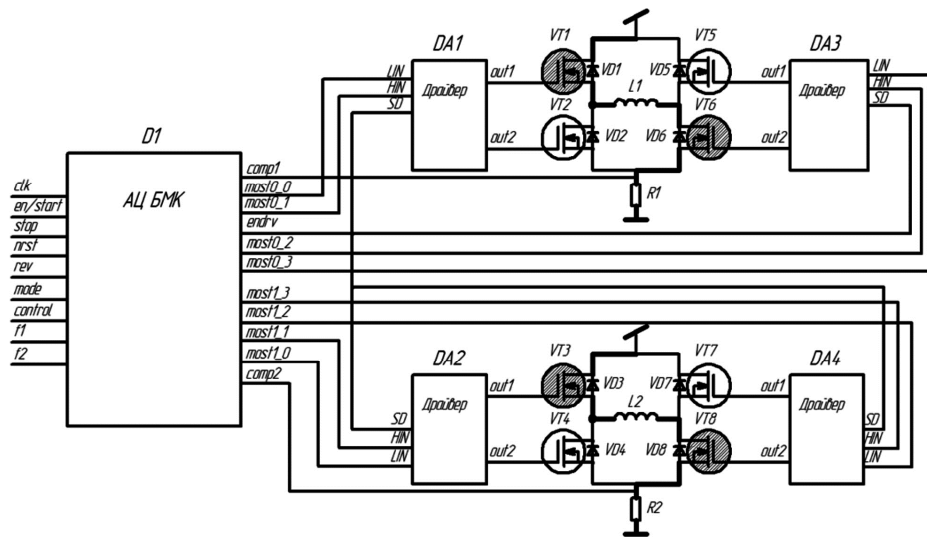


Рис. 1. Функциональная схема МУИМ

- режим шаг/полушаг;
- КМОП 3,3 В-совместимый уровень цифровых сигналов;

При этом в отличие от зарубежного аналога микро-модуль может работать в расширенном интеллектуальном режиме, обеспечивающем дополнительные функции (возможность выбора рабочей частоты, времени разгона и торможения).

Функциональная схема МУИМ представлена на рис. 1.

В состав МУИМ входят следующие элементы (рис. 1):

- интегральная схема D1, реализующая алгоритмы цифрового управления;
- драйверы полевых транзисторов DA1..DA4;
- силовые полевые транзисторы VT1..VT8;
- силовые диоды VD1..VD8;
- линейные стабилизаторы напряжения +5 В, +3,3 В.

(Обмотки шагового двигателя L1, L2, резисторы обратной связи R1, R2 на функциональной схеме показаны условно).

Управляющая полузаказная ИС D1 выполнена на основе стойкого к ДФКП аналого-цифрового базового матричного кристалла АЦ БМК 5400TP015 разработки ООО «Дизайн центр Союз» [6]. Это решение позволило сократить сроки и стоимость разработки и не проводить отдельные квалификационные испытания микросхемы (механические, климатические, на стойкость к ДФКП), т.к. все испытания были проведены на тестовом кристалле.

Разработанное устройство функционирует следующим образом. В зависимости от сигнала на конфигурационном входе ИС D1 *Control* происходит выбор между режимом совместимости и расширенным интеллектуальным режимом. Выбор направления вращения, а также режимов шаг/полушаг осуществляется подачей сигналов на конфигурационные входы *Rev* и *Mode*, соответственно.

В режиме совместимости с контроллером L6228 при наличии на командном входе *En* логической «1» вращение двигателя осуществляется подачей на вход *Clk* тактовой частоты, пропорциональной частоте вращения двигателя. В расширенном интеллектуальном режиме для вращения двигателя также необходимо наличие на входе *Clk* тактовой частоты, но при этом процессы раз-

гона и торможения запускают фронты управляющих сигналов *En* и *Stop*. Выбор номинальной частоты вращения, времени разгона и торможения осуществляется подачей различных логических комбинаций на конфигурационные входы *F1*, *F2*.

Алгоритм, заложенный в ИС D1, осуществляет преобразование тактового сигнала *Clk* для последующей подачи управляющих сигналов на драйверы DA1..DA4, управляющие полевыми транзисторами. Преобразование логического уровня ИС КМОП 3,3 В в логический уровень драйверов +5 В осуществляется восьмиканальным преобразователем уровня, выполненном в составе D1.

Драйверы DA1..DA4 осуществляют управление транзисторами, входящими в состав H-мостов. Каждый полумост, состоящий из пар силовых полевых транзисторов VT1 и VT2, VT3 и VT4, VT5 и VT6, VT7 и VT8 управляется одним драйвером DA1..DA4, соответственно. Для управления вращением двигателя необходимо периодически изменять направление тока через обмотки L1 и L2. С этой целью поочередно включаются диагонали VT1-VT6, VT2-VT5 первого и VT3-VT8, VT4-VT7 – второго H-моста. Обмотки шагового двигателя L1, L2 подключаются к силовым выводам МУИМ *Upr01*, *Upr02*, *Upr11*, *Upr12*. Нагрузка R1, R2, подключенная к выводам *Nagr1*, *Nagr2*, обеспечивает обратную связь для схемы ограничения тока в обмотках. Макетный образец МУИМ представлен на рис. 2.

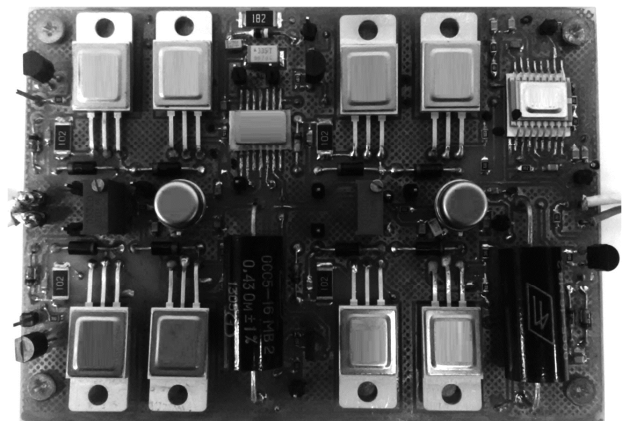


Рис. 2. Макетный образец МУИМ

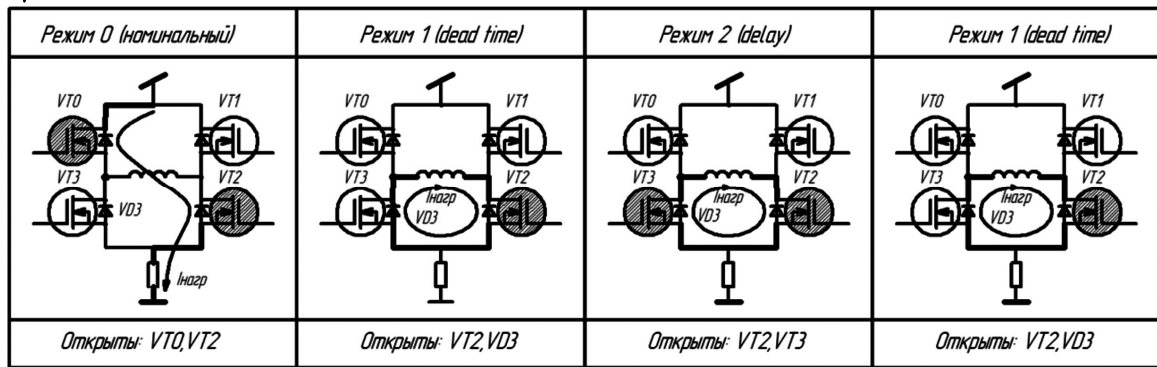


Рис. 3. Схема протекания тока в ключах H-моста в режиме «Slow decay»

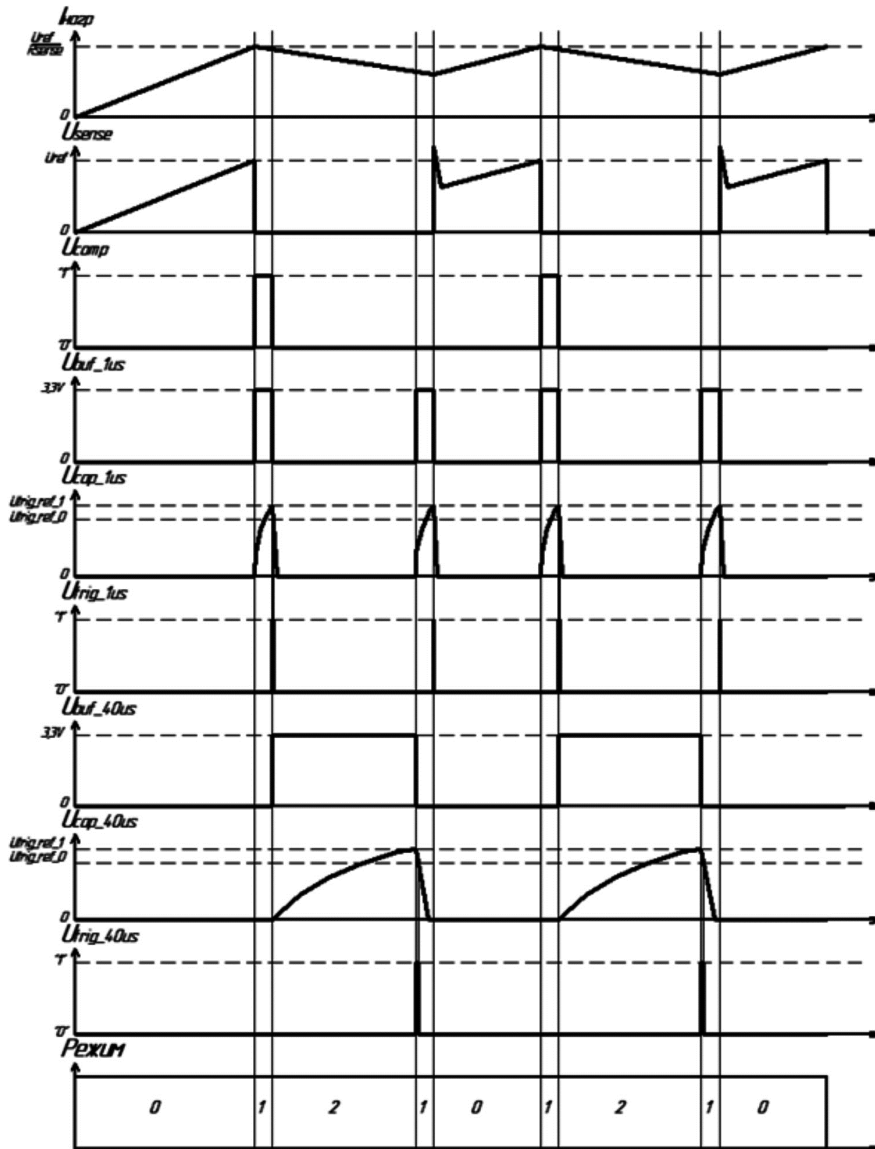
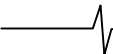


Рис. 4. Временные диаграммы режима «Slow Decay»

Рассмотрим алгоритм работы МУИМ в расширенном интеллектуальном режиме. Работа шагового двигателя начинается с команды «Пуск». При этом анализируется логическое состояние входов *Mode*, *Rev* и *Vst*. В зависимости от их логического состояния задается режим работы двигателя.

Сразу после подачи команды «Пуск» контроллер переходит в состояние разгона двигателя, которое характеризуется плавным увеличением рабочей частоты.

Максимальная рабочая частота и время разгона задаются подачей цифровых данных на шину *Vst* и могут изменяться в широких пределах. По завершению разгона двигателя контроллер переходит в рабочий режим, характеризующийся постоянной частотой вращения. Для изменения направления вращения двигателя и включения режима «шаг/полушаг» достаточно изменить логическое состояние на входе *Rev* или *Mode*, соответственно, и подать команду «Старт». В случае изменения направ-



ления вращения вала двигателя контроллер остановит и запустит его в обратном направлении.

Торможение двигателя осуществляется плавно по команде «Стоп». Время торможения так же как в случае с разгоном задается сигналами шины V_{st} и может изменяться в широких пределах. Если в процессе торможения на контроллер придет команда «Старт», то контроллер остановит процесс торможения и начнет разгон с последующим выходом в рабочий режим.

Рассмотрим применение функции ограничения тока в обмотках, реализованной с применением известного алгоритма «Slow Decay» (рис. 3) [5].

Временные диаграммы, отражающие принцип работы схемы защиты по току, приведены на рис. 4.

Разработанный контроллер реализует режим медленного затухания тока или «Slow Decay». При превышении порогового значения тока U_{ref}/R_{sense} в обмотках шагового двигателя $I_{нагр}$, на выходе компаратора U_{comp} формируется высокий логический уровень. Сигнал с U_{comp} подается на вход $Comp$ управляющего модуля. Фронт сигнала U_{comp} инициирует процесс медленного затухания тока. Указанный алгоритм состоит из двух периодов $Deathtime$ длительностью 1 мкс и одного периода рециркуляции тока в нижнем полумосте длительностью 40 мкс. Длительность указанных периодов задается цепями задержки, состоящими из конденсаторов, буферов и триггеров Шмидта.

Алгоритм медленного затухания реализован следующим образом. По фронту сигнала U_{comp} , на выходе буфера цепи задержки на 1 мкс формируется уровень сигнала U_{buf_1us} , равный напряжению питания, благодаря чему в течение времени задержки 1 мкс происходит зарядка емкости до уровня $U_{trig_ref_1}$. Уровень напряжения на конденсаторе фиксируется триггером Шмидта, и по достижении порога срабатывания триггером формируется высокий логический уровень сигнала U_{trig_1us} ; далее снимается напряжение U_{buf_1us} . При этом происходит быстрая разрядка конденсатора. На протяжении этого периода работающий транзистор верхнего полумоста отключается, а транзистор нижнего полумоста находится в открытом состоянии.

По истечении времени 1 мкс на выходе буфера цепи задержки на 40 мкс формируется уровень напряжения

U_{buf_40us} , равный напряжению питания, благодаря чему в течение времени задержки 40 мкс происходит зарядка конденсатора до уровня $U_{trig_ref_1}$. Уровень напряжения на конденсаторе фиксируется триггером Шмидта, и по достижении порога триггером формируется высокий логический уровень сигнала U_{trig_40us} ; далее снимается напряжение U_{buf_40us} . При этом происходит быстрая разрядка конденсатора. На протяжении этого периода транзисторы верхнего полумоста находятся в закрытом состоянии, а нижнего – в открытом. По окончании времени задержки 40 мкс снова включается цепь задержки на 1 мкс. По прошествии времени 1 мкс контроллер возвращается в штатный режим функционирования.

Использование АЦ БМК позволило реализовать компараторы обратной связи и элементы задержки схемы защиты по току обмоток двигателя в одной микросхеме.

Заключение

Разработан радиационно-стойкий модуль, являющийся функциональным аналогом контроллера управления шаговым двигателем L6228, полностью на отечественной ЭКБ, отличающийся от аналогов наличием дополнительных функций разгона и торможения, а также превосходящий аналог по ряду параметров. Модуль может применяться в широком спектре аппаратуры для управления исполнительными механизмами.

Литература

1. Анхимюк В.Л., Опейко О.Ф. Проектирование систем автоматического управления электроприводами. – Минск: Высшая школа, 1986.
2. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. – Л.: Энергоиздат, 1982.
3. Белоус А.И. и др., Космическая электроника. В 2 кн. Кн. 1 – М.: Техносфера, 2015.
4. Глазенко Т.А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. Л.: Энергия, 1973.
5. Кенио Т. Шаговые двигатели и их микропроцессорные системы управления. – М.: Мир, 1987.
6. Микросхемы интегральные на основе АЦ БМК 5400ТР014 и АЦ БМК 5400ТР015. Технические условия. АЕНВ.431260.056ТУ, Москва 2014.

УДК 519.6

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМЫ В СРЕДЕ ТЕХНИЧЕСКИХ РАСЧЕТОВ MATLAB

Рыболовлев Д.А., к.т.н., научный сотрудник Академии ФСО России, г. Орел, e-mail: dmitrij-rybolovlev@yandex.ru;
Рыболовлев А.А., к.т.н., доцент Академии ФСО России, г. Орел, e-mail: rybolovlev@rambler.ru.

IMPULSE RESPONSE SIMULATION IN MATLAB

Rybolovlev D.A., Rybolovlev A.A.

The communication system via electricity cable is investigated as a linear stationary system. The specifics of impulse response determining is discussed. MATLAB script performing the calculation of the required values is given.

Key words: impulse response, frequency characteristic, transmission parameters, cable line.

Ключевые слова: импульсная характеристика, частотная характеристика, вторичные параметры передачи, кабельная линия.

Введение

При исследовании систем передачи информации одним из основных вопросов является определение закона связи входных и выходных сигналов. Формализовать решение задачи о прохождении детерминированного сигнала через рассматриваемую систему во временной области позволяет знание импульсной или переходной характеристик [1].

Настоящая статья посвящена рассмотрению практических вопросов определения импульсной характеристики (ИХ) системы в среде технических расчетов MATLAB. В качестве исследуемой системы выбран непрерывный канал связи, образованный проводниками кабеля типа ТП. Предлагаемый подход позволяет определить значения ИХ без необходимости проведения каких-либо испытаний на практике – на основании частотных характеристик (ЧХ) вторичных параметров передачи выбранного типа кабеля, указанных в справочниках.

В работе приводится исходный код скрипта MATLAB для расчета искомых значений и построения графика вычисленной импульсной характеристики. Рассмотрение систем передачи информации ограничивается классом линейных стационарных систем.

Общие положения

В работе для вычисления импульсной характеристики используется спектральный подход: искомые значения вычисляются путем выполнения обратного преобразования Фурье частотной характеристики кабельной линии, рассчитанной на основании табличных значений частотных характеристик вторичных параметров передачи выбранного типа кабеля [2, 3].

Вычисления производятся в следующей последовательности. Первоначально определяется ЧХ волнового сопротивления линии по формуле:

$$Z(f) = |Z(f)| e^{-j\varphi(f)}, \quad (1)$$

Рассмотрены особенности вычисления импульсной характеристики линейной стационарной системы – непрерывного канала связи, физически образованного проводниками кабельной линии. Приведен исходный код скрипта MATLAB, выполняющего расчёт искомых значений.

где $|Z(f)|$ – модуль ЧХ волнового сопротивления линии; $\varphi(f)$ – аргумент ЧХ волнового сопротивления линии; f – частота.

Умножением погонных параметров на заданную длину линии l вычисляется собственная ЧХ линии в комплексной форме:

$$W_0(f) = 10^{-\alpha(f)\frac{l}{20}} e^{-i\beta(f)l},$$

где $\alpha(f)$ – ЧХ коэффициента затухания линии; $\beta(f)$ – ЧХ коэффициента фазы линии.

Для определения рабочей ЧХ в комплексной форме учитывается влияние подключения к линии неидеально согласованных передатчика и приемника [2, 4]:

$$W(f) = \frac{4W_0(f)Z(f)r_2}{(r_1 + Z(f))(r_2 + Z(f))}, \quad (3)$$

где r_1 – внутреннее сопротивление передатчика; r_2 – входное сопротивление приемника.

Выполнением обратного преобразования Фурье [5] рассчитывается импульсная характеристика линии:

$$h(t) = 2 \operatorname{Re} \left(\int_0^{\infty} W(f) e^{j2\pi ft} df \right), \quad (4)$$

где $\operatorname{Re}\{f(z)\}$ – действительная часть функции комплексного переменного $f(z)$.

Пример вычисления импульсной характеристики

Пример подготовлен в среде технических расчетов MATLAB R2012a.

Рассматривается кабель типа ТП (кабель телефонный с полиэтиленовой изоляцией) с жилами диаметром 0,5 мм и сплошной полиэтиленовой изоляцией. Длина линии 1000 м.

Предполагается, что исследуемая кабельная линия удовлетворяет традиционным требованиям [6].



На основании табличных значений вторичные параметры передачи для удобства проведения расчетов представляются в виде кусочно-линейных функций частоты за счет применения линейной интерполяции. Поскольку значения частот, для которых приводятся табличные значения соответствующих параметров, совпадают, для многократного использования целесообразно выделить соответствующую функцию `Interpolate` в исходном коде:

```
% Реализация линейной интерполяции функции
% result - возвращаемое значение функции на
частоте f (f в килогерцах)
% array - массив значений функции на таблич-
ных частотах
function result = Interpolate(f, array)
% Массив значений частот в килогерцах
freqs = [0, 0.8, 3, 5, 10, 20, 50, 100, 150,
200, 250, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900,
1000, 1200, 1500, 2000, 2500, 10000];
% Индексы первой и последней узловых точек
first_index = 1;
last_index = size(freqs, 2);

% Частота f в области определения?
% Если нет, вернуть граничное значение
if (f <= freqs(first_index))
result = array(first_index);
end
if (f >= freqs(last_index))
result = array(last_index);
end
% Если да, рассчитать значение функции
if (f >freqs(first_index) && f
<freqs(last_index))
for i = (first_index + 1) : last_index
if ( (f >freqs(i-1)) && (f <= freqs(i)) )
result = array(i-1) + (f -
freqs(i-1)) * (array(i) - array(i-1)) /
(freqs(i) - freqs(i-1)));
end
end
end
end
```

С использованием функции `Interpolate` задаются следующие функции, возвращающие на основании [6] значения вторичных параметров передачи выбранного типа кабеля в зависимости от частоты:

– функция `Get_Impedance_Mod` для определения модуля ЧХ волнового сопротивления:

```
% Определение модуля ЧХ волнового сопротив-
ления
% result - возвращаемое значение на частоте
f (f в килогерцах)
function result = Get_Impedance_Mod(f_kHz)
% Модуль волнового сопротивления в Ом,
массив табличных значений
Z_Ohm = [9999, 1109, 573, 444, 314.8, 225.2,
152.6, 125.7, 118.3, 115.4, 113.7, 112.8,
111.4, 110.5, 109.7, 109.1, 108.6, 108.1,
107.7, 107.2, 106.3, 105.6, 104.8, 102];
result = Interpolate(f_kHz, Z_Ohm);
end
```

– функция `Get_Impedance_Arg` для определения ар-

гумента ЧХ волнового сопротивления:

```
% Определение аргумента ЧХ волнового сопро-
тивления
% result - возвращаемое значение на частоте
f (f в килогерцах)
function result = Get_Impedance_Arg(f_kHz)
% Аргумент волнового сопротивления в граду-
сах, массив табличных значений
P_deg = [90, 44.5, 43.9, 43.2, 41.4, 38, 29,
19.5, 14.5, 12, 10, 9, 7.5, 6.6, 6.05, 5.57,
5.2, 4.9, 4.7, 4.3, 3.8, 3.35, 3, 2.5];
% Пересчет результата в радианы
result = Interpolate(f_kHz, P_deg) / 180 *
pi;
end
```

– функция `Get_Attenuation` для определения коэф-фициента затухания:

```
% Определение коэффициента затухания линии
% result - возвращаемое значение на частоте
f (f в килогерцах)
function result = Get_Attenuation(f_kHz)
% Коэффициент затухания в децибелах на 1 км,
массив табличных значений
Attenuation_dBpkm = [0, 1.54, 2.92, 3.73,
5.12, 6.81, 9.12, 10.3, 11.1, 11.6, 12.2,
12.9, 14.2, 15.6, 16.9, 18.2, 19.4, 20.3,
21.7, 23.6, 25.4, 30, 33.4, 84.4];
result = Interpolate(f_kHz, Attenua-
tion_dBpkm);
end
```

– функция `Get_Phase` для определения коэффициен-та фазы:

```
% Определение коэффициента фазы
% result - возвращаемое значение на частоте
f (f в килогерцах)
function result = Get_Phase(f_kHz)
% Коэффициент фазы в радианах на 1 км, мас-
сив табличных значений
B_radpkm = [0, 0.178, 0.349, 0.458, 0.668,
1, 1.88, 3.35, 4.85, 6.38, 7.9, 9.44, 12.5,
15.5, 18.5, 21.5, 24.4, 27.4, 30.3, 36.2,
45, 59.5, 74, 291.5];
result = Interpolate(f_kHz, B_radpkm);
end
```

Приведенная выше последовательность расчетов в соответствии с выражениями (1), (2) и (3) реализована в функции `Get_Freq_Char`, выполняющей расчет частотной характеристики на основании вторичных параметров передачи:

```
% Расчет частотной характеристики на основа-
нии вторичных параметров передачи
% result - возвращаемый массив значений ЧХ
на частотах от 0 до f_max_kHz с шагом df_kHz
% f_max_kHz - верхняя частота ЧХ в килогер-
цах
% df_kHz - частота дискретизации ЧХ в кило-
герцах
% len_km - длина линии в километрах
function result = Get_Freq_Char(f_max_kHz,
df_kHz, len_km)
% Индекс очередного значения
```

```

k = 1;
% Значение частоты очередного значения
f_kHz = 0;
while (f_kHz < f_max_kHz)
% ЧХ волнового сопротивления
Z = Get_Impedance_Mod(f_kHz) * exp(-
j * Get_Impedance_Arg(f_kHz));
r1_Ohm = 100;
r2_Ohm = 100;
% Собственная ЧХ
W0 = 10 ^ (Get_Attenuation(f_kHz) * (-len_km
/ 1000) * (1 / 20));
W0 = W0 * exp(-j * Get_Phase(f_kHz)
* (len_km / 1000));
% Рабочая ЧХ
W = (4 * W0 * r2_Ohm * Z) / ((r1_Ohm
+ Z) * (r2_Ohm + Z));
% Заполнение массива
WW(k) = W;
k = k + 1;
f_kHz = f_kHz + df_kHz;
end
result = WW;
end

```

Построение графиков амплитудно-частотной (АЧХ) $|W(f)|$ и фазочастотной (ФЧХ) $\arg(W(f))$ характеристик линии выполняется функцией `Plot_Freq_Char`:

```

% Построение графиков АЧХ и ФЧХ
function Plot_Freq_Char(freq_char, df_kHz)
% Вывод нескольких графиков в одном окне
subplot(3, 3, 1); % Первый график - АЧХ
plot(1 : length(freq_char), 10 *
log10(abs(freq_char))); % АЧХ, в дБ
% Явное указание шрифта позволяет избежать
проблем с отображением
% кириллических символов в подписях
set(gca, 'FontName', 'TimesNewRomanCyr',
'FontSize', 12);
grid on;
xlabel('f, кГц');
ylabel('|W(f)|, дБ');

subplot(3, 3, 2); % Второй график - ФЧХ
% Вывод первых 5000 значений - для наглядности
plot(1 : 5000, angle(freq_char(1 : 5000)));
% ФЧХ, в радианах
set(gca, 'FontName', 'Times New Roman
Cyr');
grid on;
xlabel('f, кГц');
ylabel('arg|W(f)|, рад');
set(gca, 'YTick', [-3.14 -1.57 0 1.57
3.14]);
end

```

Примеры построения АЧХ и ФЧХ приведены на рис. 1 и рис. 2, соответственно.

Далее выполнением обратного преобразования Фурье (функция `ifft`, `inverseFastFourierTransform`) частотной характеристики рассчитывается импульсная характеристика. Функция `Get_Pulse_Char` реализует указанный расчет согласно выражению (4), а также выполняет построение графика ИХ:

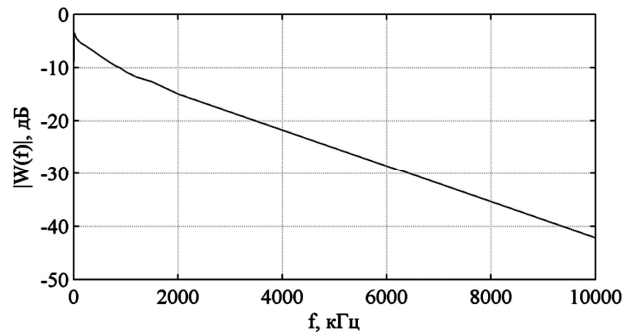


Рис. 1. Амплитудно-частотная характеристика линии

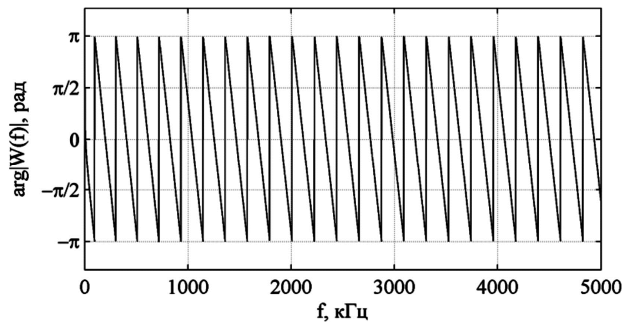


Рис. 2. Фазочастотная характеристика линии

```

% Расчет импульсной характеристики
function result = Get_Pulse_Char(f_max_kHz,
df_kHz, freq_char)
h = 2 * real(ifft(freq_char));

% Интервал дискретизации ИХ
dT = 1 / (2 * f_max_kHz * 1000);
% Построение графика на ИХ в интервале време-
ни от 0 до 15 мкс
% Определение количества точек, которые вхо-
дят в интервал
count = 15e-6 / dT;
x = 1 : count;

% Продолжение вывода нескольких графиков в
одном окне
subplot(3, 3, 3); % Третий график - ИХ
plot(1 : count, h(1 : count));
set(gca, 'FontName', 'Times New Roman Cyr');
grid on;
xlabel('t, 10^{-6} с');
ylabel('h(t), 1/c');

% Шаг сетки по горизонтали 1 мкс
XTickStep = floor(1e-6 / dT); % В 1 мкс вхо-
дит 1/dT отсчетов
% Формирование подписей оси абсцисс
XTickLabels = {'0'};
for L = XTickStep : XTickStep : count + 1
Label = [num2str(L * dT * 1e6, 3)
''];
XTickLabels = cat(1, XTickLabels, Label);
end
set(gca, 'XTick', [0 : XTickStep :
count], 'XTickLabel', XTickLabels, 'Xlim', [0
count]);
result = h;
end

```



Пример графика рассчитанной импульсной характеристики линии представлен на рис. 3.

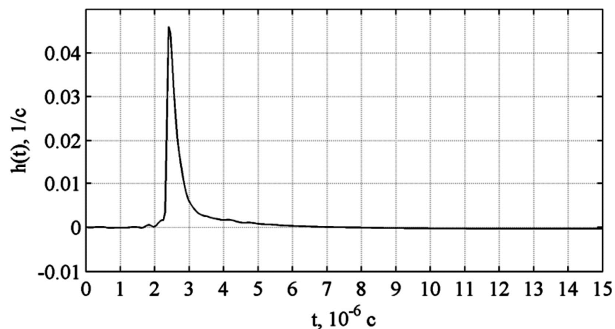


Рис. 3. Импульсная характеристика линии

Для запуска скрипта и последовательного построения в одном окне графиков, представленных на рис. 1 и рис. 3, целесообразно дополнить исходный код «стартовой» функцией:

```
function result = Start()
f_max_kHz = 10000; % Верхняя частота ЧХ в
килогерцах
df_kHz = 1; % Частота дискретизации ЧХ в ки-
логерцах
len_km = 1000; % Длина линии

% Расчет ЧХ
freq_char = Get_Freq_Char(f_max_kHz, df_kHz,
len_km);
% Построение графиков АЧХ и ФЧХ
Plot_Freq_Char(freq_char, df_kHz);
% Расчет и построение графика ИХ
pulse_char = Get_Pulse_Char(f_max_kHz,
df_kHz, freq_char);
end
```

Приведенный исходный код скрипта позволяет рассчитать значения импульсной характеристики кабельной линии на основании табличных значений модуля и аргумента ЧХ волнового сопротивления линии, коэффициента затухания и коэффициента фазы и построить графики АЧХ, ФЧХ и ИХ.

Заключение

Знание импульсной характеристики формализует решение любой задачи о прохождении детерминированного сигнала через исследуемую линейную стационарную систему – сигнал на выходе есть свертка входного сигнала и импульсной характеристики. Указанный подход применим и при рассмотрении систем передачи информации для решения задачи определения сигнала на выходе непрерывного канала связи, физически образованного кабельной линией.

В работе подробно рассмотрен пример определения импульсной характеристики системы в среде технических расчетов MATLAB. В качестве исследуемой системы выбран непрерывный канал связи, образованный проводниками кабеля типа ТП.

Преимущество и удобство предлагаемого подхода состоит в том, что значения импульсной характеристики вычисляются на основании табличных значений частотных характеристик вторичных параметров передачи

выбранного типа кабеля, без необходимости проведения каких-либо практических испытаний.

С другой стороны, к рассчитанным значениям следует относиться с известной степенью доверия – представленные результаты являются идеализированными. В реальных условиях кабельные линии неизбежно подвержены внешним воздействиям, что приводит к различным повреждениям, вызывающим, в том числе, изменения параметров передачи. Такие изменения, в свою очередь, обуславливают различия в реальных и идеальных характеристиках кабельных линий.

Кроме того, следует помнить о том, что импульсная характеристика, так же как и порождающая ее дельта-функция, есть результат разумной идеализации. С физической точки зрения импульсная характеристика лишь приближенно отображает реакцию исследуемой системы на входной импульсный сигнал произвольной формы с единичной площадью при условии, что длительность этого сигнала пренебрежимо мала по сравнению с временным масштабом системы [1].

В статье не рассматриваются вопросы взаимных влияний, что обусловлено несколькими причинами. Во-первых, анализ подобных явлений потребовал бы значительного усложнения материала и более строгого математического описания, что не соотносится с основной целью работы – продемонстрировать возможности практического подхода к исследованию систем передачи информации в среде MATLAB. Во-вторых, учет взаимных влияний возможен и в рамках рассматриваемого подхода путем введения дополнительных импульсных характеристик, по сути описывающих передачу переходных помех. Детальное описание такого решения приведено в работе [7].

Литература

1. Баскаков, С.И. Радиотехнические цепи и сигналы : учеб. / С.И. Баскаков. – М.: Высш. шк., 1983. – 536 с.
2. Кочеров, А.В. Разработка методов измерений характеристик кабелей связи при внедрении и эксплуатации сетей широкополосного доступа: дис. канд. тех. наук : 05.12.13: защищена 6.11.08 / Кочеров Андрей Владимирович. – Москва, 2008. – 245 с. – Библиогр.: с. 166–177.
3. Брискер, А.С. Городские телефонные кабели: справочник / А.С. Брискер, А.Д. Руга, Д.Л. Шарле. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1984. – 304 с.
4. Кочанов, Н.С. Линейные радиотехнические устройства / Кочанов Н.С., Кузьменко М.И., Куприянов В. А. – М.: Воениздат, 1974. – 448 с.
5. Залманзон, Л. А. Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях / Л. А. Залманзон. – М.: Наука, 1989. – 496 с.
6. ОСТ 45.36-97. Линии кабельные, воздушные и смешанные городских телефонных сетей. Нормы электрические эксплуатационные. – Введ. 1998.01.01. – М.: ЦНТИ «Информсвязь», 1997. – 43 с. – (Стандарт отрасли).
7. Рыболовлев, Д. А. Математическая модель системы передачи информации, учитывающая взаимное влияние электропроводных линий связи / Д. А. Рыболовлев // Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии. – 2012. – № 2. – С. 126–135.

УДК 621.397.13; ББК 32.94

ОПЫТ ВНЕДРЕНИЯ И ЭКСПЛУАТАЦИИ ЦИФРОВОГО ТВ-ВЕЩАНИЯ В СТРАНАХ СНГ

*Зубарев Ю.Б., д.т.н., профессор, член-корреспондент РАН, заведующий кафедрой МТУСИ, e-mail: osa@mniti.ru;
Лохвицкий М.С., к.т.н., доцент, заместитель директора ИПК МТУСИ, e-mail: msl2@mtuci2.ru.*

EXPERIENCE IN THE IMPLEMENTATION AND OPERATION OF DIGITAL TV BROADCASTING FOR CIS

Zubarev U.B., Lohvichkiy M.S.

16-18 February 2016 in Advanced Telecommunications Training Institute of Moscow Technical University of Communications and Informatics was held the ITU Regional Workshop for CIS on Experience in the Implementation and Operation of Digital TV Broadcasting. The article provides an overview of the reports of the participants from 6 CIS countries. Provides the information about the standards, the terms of the end of analog broadcasting, the problems.

Key words: Digital TV Broadcasting, Regional Workshop for CIS, the information about the standards, DVB-T, DVB-T2, OFDM.

Ключевые слова: Цифровое ТВ-вещание в странах СНГ, семинар Международного союза электросвязи, сроки окончания аналогового вещания, стандарты DVB-T и DVB-T2, метод OFDM.

Введение

С 16 по 18 февраля 2016 года в Институте повышения квалификации (ИПК) Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ) прошёл Региональный семинар Международного союза электросвязи (МСЭ) «Опыт внедрения и эксплуатации цифрового ТВ-вещания (ЦТВ) в странах СНГ». С приветственным словом выступили: руководитель зонального представительства МСЭ в Москве О.Ж. Кайыков, заместитель генерального директора Исполнительного комитета Регионального содружества связи (РСС) Н.Е.Зоря, и.о. ректора МТУСИ С.Д. Ерохин, директор ИПК В.В.Воскобович и другие.

С докладом на семинаре выступил Почётный председатель вещательной исследовательской комиссии МСЭ д.т.н. профессор М.И. Кривошеев. Докладчик рассказал о новых рекомендациях и стандартах МСЭ, которые посвящены вопросам усовершенствования звука для систем телевидения. Эти системы полностью изменят качество прослушивания звука, так как они создадут эффект погружения. Сочетание с новыми телевизионными системами сверхвысокой четкости и звуком с эффектом погружения позволит поднять качество просмотра телевизионных программ на совершенно новый уровень, продолжая стирать грань между аналоговой реальностью и цифровой имитацией. Дополнительные технические возможности позволят зрителям индивидуализировать условия просмотра и прослушивания «в точке потребления». Новые «революционные» решения уже нашли техническое воплощение. Эти устройства позволяют адаптироваться к конкретному помещению и создать эффект погружения (рис. 1).

С 16 по 18 февраля 2016 года в Институте повышения квалификации Московского технического университета связи и информатики прошёл Региональный семинар Международного союза электросвязи «Опыт внедрения и эксплуатации цифрового ТВ-вещания в странах СНГ». В статье кратко излагается содержание выступлений участников семинара из 6 стран СНГ. Приводится информация о стандартах, сроках окончания аналогового вещания, возникших проблемах.

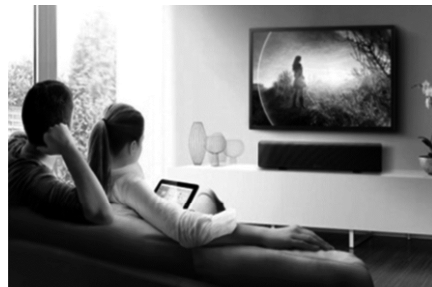


Рис. 1. IFA 2015: Yamaha YSP-5600 – звуковой проектор с невероятно объемным звучанием

Обстоятельный доклад на семинаре сделал заместитель генерального директора РТРС, д.т.н., профессор В.П.Стыцко. Он подробно рассказал о том, что было сделано в России и какие возникали проблемы. В частности, было принято решение о переходе на стандарт DVB-T2, а в нескольких регионах России уже работало оборудование стандарта DVB-T.



На сегодня в первом мультиплексе передаётся 10 ТВ программ и 3 радиовещательных программы. Охват населения составляет более 90 %. Во втором мультиплексе передается также 10 ТВ программ (охват населения – более 60 %). Особенностью РФ является её большая территория с разными климатическими, экономическими и социальными условиями. Параллельное вещание в аналоговом и цифровом форматах планируется до 2018 года, до тех пор, пока население не будет обеспечено цифровыми приемными устройствами (на сегодня решение не принято); в связи с этим отключение аналогового вещания не предусматривается.

Координатор программ Зонального отделения МСЭ для стран СНГ Ф.Нахли рассказал об основных итогах работы Всемирной конференции по радиосвязи (ВКР) 2015 года. Соглашение «Женева 06», достигнутое в рамках ВКР, позволит поддерживать устойчивость экосистемы, стимулирующей инвестиции и развитие радиосвязи, избегая при этом сбоев в оказании услуг миллиардам пользователей по всему миру.

Проблемам регулирования использования частотного ресурса, не отражённого в плане «Женева 06», был посвящен доклад зам. начальника отдела НИИРа В.Г. Дотолева. Не все особенности регулирования использования радиочастотного спектра, после окончания переходного периода, отражены в Соглашении «Женева 06». Ряд проблем может быть решён только на основе двусторонних или многосторонних консультаций или приграничных соглашений. В табл. 1 приведены технологии и периоды внедрения наземного цифрового телевизионного вещания в странах РСС. В связи с продолжением эксплуатации существующих аналоговых станций возникает задача согласования работы цифровых передатчиков в приграничных зонах после окончания переходного периода. Если внутри РСС эта задача успешно решается, то с некоторыми странами, не входящими в РСС, возникают проблемы. Здесь необходима помощь МСЭ.

Первой республикой из стран СНГ, полностью отключившей аналоговое вещание, является Беларусь. Ведущий инженер «Белтелекома» С.В.Богданов рассказал, что приёмное оборудование было передано абонентам бесплатно на время пользования услугой. Общедоступный пакет содержит 9 телевизионных программ, из которых 8 телевизионных программ транслируется в DVB-T и 1 телевизионная программа в DVB-T2. Имеется четыре тематических пакета в 2 и 3 мультиплексах (по 18 ТВ программ соответственно).

Заведующий Отделом анализа электромагнитной

совместимости радиоэлектронных средств Государственного агентства связи при Правительстве Кыргызской Республики М. Джылышбаев и заведующий кафедрой Ошского технологического университета имени академика М.М. Адышева Т. Мойдунов рассказали о переходе на наземное цифровое ТВ вещание и о проблемах по координации частотных присвоений в приграничных районах Республики Кыргызстан. Национальному оператору без конкурса были выделены четыре частотных присвоений для строительства сети цифрового наземного эфирного вещания на всей территории Кыргызской Республики. Для трансляции социального пакета национальному оператору выделено одно частотное присвоение (охват составил 95 % населения). Предполагается развернуть коммерческую сеть с охватом всех населенных пунктов Кыргызской Республики, где проживает не менее 1000 человек. Достигнуто соглашение с Республикой Узбекистан о продлении работы действующих аналоговых телевизионных передатчиков, находящихся в приграничной территории до 16.07.2016 г. Из-за высоких гор необходимости обсуждать этот вопрос с Китаем – нет.

Состояние и перспективы развития цифрового телевидения в Республике Узбекистан доложил ведущий специалист Министерства по развитию информационных технологий и коммуникаций А. Ражабов. В период с 2008-2015 годы в Республике Узбекистан создана сеть цифрового телевидения из 28 цифровых телепередатчиков различной мощности производства Toshiba и NEC, с трансляцией социального пакета из 12 государственных цифровых телепрограмм, распространяемых как в стандарте DVB-T, так и DVB-T2. Охват населения составляет 68,8 %. Указом Президента Республики Узбекистан определено создание до 2017 года сети наземного цифрового телевидения для трансляции социального пакета телепрограмм, а также региональных областных телеканалов Национальной телерадиокомпанией с полной загрузкой первого мультиплекса сети цифрового телевидения, а до 2018 года в удаленных и труднодоступных населенных пунктах Республики Узбекистан. На первом этапе до 2017 года предусматривается установка 90 мощных цифровых телевизионных передатчиков в 57 радиотелевизионных станциях. На втором этапе (до 2018) года предусматривается установка 400 маломощных цифровых телевизионных передатчиков со спутниковыми приемными устройствами ТВ сигнала в удаленных и труднодоступных населенных пунктах республики.

Предполагается строительство одной спутниковой наземной приемно-передающей станции.

Таблица 1.

Страна	Начало внедрения ЦТВ	Технологии	Год перехода на цифровое телевизионное вещание
<i>Азербайджан</i>	2004	DVB-T/T2	2016
<i>Армения</i>		DVB-T2	2015
<i>Беларусь</i>	2005	DVB-T/T2	2015 (с 4 января 2016)
<i>Казахстан</i>	2012	DVB-T2	2017
<i>Киргизстан</i>	2008	DVB-T/T2	2017
<i>Молдова</i>		DVB-T/T2	2017
<i>Россия</i>	2010	DVB-T2	2019
<i>Узбекистан</i>	2008	DVB-T/T2	2018
<i>Украина</i>	2008	DVB-T2	2015

Начальник Управления политики в области коммуникаций республики Молдова Д. Стич рассказал об основных мероприятиях по переходу от аналогового наземного телевидения к цифровому. Правительством республики принято решение об обеспечении малоимущих семей абонентскими цифровыми приемниками для приема наземного цифрового телевидения; проводится модернизация систем коллективного приема с целью доведения сигнала цифрового наземного телевидения от приемной антенны до абонента; Министерством информационных технологий и связи предоставляется установка системы условного доступа (кодирования), при распределении программ в наземном телевидении.

Профессор МТУСИ Б.П.Хромой рассказал о своих работах по модернизации метода OFDM, который используется при передаче цифрового ТВ сигнала. В методе OFDM для борьбы с многолучевостью используются защитные интервалы, которые предложено частично убрать, а информацию о переданном сигнале получать на основании сравнения с заранее сформированным откликом. Использование предложенных алгоритмов позволит увеличить объем передаваемой информации.

Руководитель Центра ЦТВ из г. Петрозаводска Т.В. Брюхин говорил о том, что в настоящее время в крупных городах России приёмные сети ТВ часто отсутствуют. Это объясняется тем, что антенны на подъезд с распределительной сетью ликвидированы либо пришли в полную негодность. Приём на комнатную антенну в условиях многоэтажной застройки проблематичен. Проблему реконструкции приёмной сети нужно решать. Отметим, что в Федеральной целевой программе по переходу на цифровое телевидение реконструкция приёмной сети не предусмотрена, поэтому и денег на это не выделено. Т.В. Брюхин остановился на том, как эта проблема решается в Петрозаводске.

Аспирант кафедры телевидения МТУСИ Д. Лукьянов остановился на проблемах формирования федеральных и региональных программ в РФ, а также рекламных вставок. В регионах необходимо показывать собственные актуальные для данного региона новости и рекламу. Для этого создана единая (в рамках одного канала) структура сети вещания для всей страны. В информационном потоке передаются специальные метки, которые закладываются в Москве в процессе формирования основной программы. Метки считываются в регионах, позволяя автоматизировать процесс замены федерального вещания региональным.

Главный специалист РТРС Ю.Р.Великовский рассказал об опыте внедрения цифрового ТВ в филиалах РТРС. Он обратил внимание на проблемы, которые могут быть при переходе на резервные каналы подачи программ, а также при использовании в одночастотных сетях цифрового ТВ передатчиков разных производителе

лей. Существует большая проблема при синхронизации передатчиков в одночастотных сетях. Ю.Р. Великовский рассказал, как решается эта задача при переподготовке специалистов в ИПК МТУСИ.

Об опыте обучения специалистов по цифровому телевизионному вещанию в ИПК рассказал доцент МТУСИ В.А. Матвеев. В связи с необходимостью переподготовки большого числа специалистов МТУСИ совместно с РТРС организовали в ИПК кафедру «Организации технической эксплуатации сетей телевизионного и радиовещания» (зав. кафедрой д.т.н., профессор В.П. Стыцкий). Кроме МТУСИ переподготовка специалистов проходит в профильных ВУЗах в Екатеринбурге, Новосибирске, Ростове-на-Дону, Самаре, Санкт-Петербурге и Хабаровске. Программы обучения рассчитаны на переподготовку специалистов разных уровней. Программы обучения инженерно-технических работников первого уровня рассчитаны на 108 часов: 35 часов лекций +37 часов практических занятий +36 часов дистанционного обучения. По этой программе в ИПК МТУСИ уже прошли обучение 672 специалиста РТРС. В этом году начинается обучение по второму уровню. Доклад В.А.Матвеева проходил в специализированном учебном классе ИПК, в котором представлены основные элементы кодирования и мультиплексирования, спутниковые приёмники, кодеры, ремультимплексоры, передающее оборудование 5 фирм, различные типы измерительного оборудования и т.д. Один из классов ИПК показан на рис. 2.



Рис. 2.

Все слушатели, обучающиеся на кафедре, и участники семинара посетили Останкинский телецентр и телебашню.

В заключение семинара состоялся круглый стол. Все участники высоко оценили уровень организации семинара и его несомненную пользу. Руководитель зонального представительства МСЭ в Москве О.Ж. Кайыков направил благодарственное письмо руководству МТУСИ, отметив хорошую организацию и высокий уровень семинара. С презентациями и программой семинара МСЭ можно ознакомиться на сайте ИПК МТУСИ: <http://ipk.mtuci2.ru>.