

Квитек Е.В.

(младший научный сотрудник Института физики высоких давлений, г. Троицк),

Кутузов В.И.

(заведующий кафедрой информационного права ОГУ, кандидат технических наук, доцент),

Шевеленко В.Д.

(заведующий кафедрой промышленной электроники и информационно-измерительной техники ОГУ, доктор технических наук, профессор)

ПОВЫШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ИНФОРМАТИВНЫХ ГАРМОНИК МЕТОДОМ ГРУППОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

На основании представления сигналов в виде групп частотных компонентов, сосредоточенных в области низших частот, высших частот и средних частот, получены выражения для соответствующих групповых сигналов, позволяющие изменить характер преобразований в процессе реализации прямого и обратного преобразований Фурье, что позволяет для диапазонов низших и средних частот уменьшить частоту дискретизации по сравнению с частотой Найквиста. Это позволяет сократить количество вычислительных процессов по сравнению с требуемым на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Обработка сигналов в реальных системах передачи информации связана с необходимостью их дискретизации, следствием чего даже в случае идеальной дискретизирующей последовательности

$$h(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j2\pi n t / \Delta}, \quad (1)$$

где Δ – шаг (интервал) дискретизации, а $C_n = \frac{1}{\Delta}$, спектр дискретизированного сигнала представляет собой сумму бесконечного числа «копий» спектра исходного аналогового сигнала, расположенных на оси частот через одинаковые интервалы $\frac{2\pi}{\Delta}$, равные значению угловой частоты первой гармоники дискретизирующей импульсной последовательности.

Спектр аналогового сигнала $S_x(\omega)$ связан с его совокупностью отсчетов формулой суммирования Пуассона

$$\Delta \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k e^{-j\omega k \Delta} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_x(\omega - 2\pi n / \Delta), \quad (2)$$

из которой следует, что однозначное определение $S_x(\omega)$ возможно лишь в случае, когда заранее известно, что исходный сигнал $S(t)$ имеет спектр низкочастотного вида, удовлетворяющий условию теоремы Котельникова. Тогда

$$S_x(\omega) = \begin{cases} 0, & \omega < -\pi / \Delta, \\ \Delta \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k e^{-j\omega k \Delta}, & -\pi / \Delta \leq \omega \leq \frac{\pi}{\Delta}, \\ 0, & \omega > \pi / \Delta. \end{cases} \quad (3)$$

Принятой мерой ослабления эффекта наложения «копий» спектра исходного сигнала является уменьшение шага дискретизации Δ , т. е.

увеличение количества отсчетов $N = \frac{T}{\Delta}$ внутри периода T дискретизируемого сигнала $S(t)$ (т. е. повышение быстродействия вычислительных средств).

Остро проблемы возрастает при необходимости восстанавливать исходный сигнал по результатам расчетов на основе обратного дискретного преобразования Фурье, т. к. при необходимости иметь относительную погрешность наиболее применяемой кусочно-линейной аппроксимации восстановленного сигнала порядка 1% частота дискретизации должна в 22 раза превышать определяемую теоремой Котельникова [1].

А так как для реализации дискретного преобразования Фурье (ДПФ) требуется выполнять N^2 операций с комплексными числами, то ввиду недостаточного быстродействия ЭВМ в большинстве интересующих практику случаев даже переход к быстрому преобразованию Фурье (БПФ) не обеспечивает работы анализирующих вычислительных комплексов в реальном (технологическом) времени, т. к. для определения коэффициентов ряда Фурье требует одновременного участия всех отсчетов сигнала (не только предшествующих текущему моменту времени, но и всех последующих).

Задача усложняется, если возникает необходимость отслеживать в динамике поведение коэффициентов ряда Фурье [2].

Однако любому технологическому процессу как реальному проявлению периодичности свойственно только ему присущее сочетание гармоник, обладающих экстремальными чувствительностями к вариациям параметров вследствие воздействия дестабилизирующих

факторов. Это является основанием для развития методов аппаратного спектрального анализа технологических процессов, но не решает проблемы ускорения определения изменений параметров информативных гармоник.

Так как число коэффициентов ряда Фурье равно количеству отсчетов на периоде дискретизируемого процесса, то поиск преобразований, обеспечивающих одновременную обработку отсчетов с большим шагом дискретизации, а следовательно, и сокращение общего времени обработки сигнала, является актуальным.

Ниже излагается подход, основанный на возможности представления периодических сигналов в виде нескольких групп частотных компонентов и использования связанных с этим проявлений групповых свойств сигналов.

Представление $S(t)$ в виде трех групповых сигналов (нижних частот, промежуточных и высших частот)

$$\begin{aligned} S(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} [S_{нч}(\omega) + S_{пч}(\omega) + S_{вч}(\omega)] e^{j\omega t} d\omega = \\ &= S_{нч}(t) + S_{пч}(t) + S_{вч}(t) \end{aligned} \quad (4)$$

открывает возможность для определения принадлежащих каждой из частотных групп коэффициента C_n , не требующего использования $S(t)$ в исходном виде.

Действительно, при выполнении требования, что области существования $S_{нч}(\omega)$, $S_{пч}(\omega)$ и $S_{вч}(\omega)$ не пересекаются, на основании обобщенной формулы Рэлея

$$\begin{cases} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{нч}(\omega) \cdot S_{пч}^*(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} (S_{нч}(\omega), S_{пч}(\omega)) = \\ \quad = (S_{нч}(t), S_{пч}(t)) = 0, \\ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{пч}(\omega) \cdot S_{вч}^*(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} (S_{пч}(\omega), S_{вч}(\omega)) = \\ \quad = (S_{пч}(t), S_{вч}(t)) = 0, \end{cases} \quad (5)$$

откуда следует, что для проявления групповых свойств колебаниями указанных частотных диапазонов кроме обеспечения их ортогональности необходимо подвергнуть $S(t)$ таким преобразованиям, которые обеспечили бы раздельное воспроизведение групповых сигналов $S_{нч}(t)$, $S_{пч}(t)$, $S_{вч}(t)$ без изменения соотношений между амплитудами и фазами частотных компонентов, характерных для исходного сигнала $S(t)$, т. е. их фильтрацию.

Формальную основу фильтрации периодических сигналов составляет аппарат представления усеченных рядов в виде определенных интегралов [3], когда усеченный ряд может быть истолкован как результат низкочастотной фильтрации сигнала, представленного рядом Фурье в ортонормированном базисе.

Действительно, пусть

$$S_N(t) = \sum_{n=0}^N A_n \varphi_n(t) \quad (6)$$

$$A_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S(\xi) \varphi_n(\xi) d\xi, \quad (7)$$

где T – период сигнала $S(t)$, а $S_N(t)$ – «N»-я частичная сумма бесконечного ряда

$$S(t) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \varphi_n(t). \quad (8)$$

Тогда

$$\begin{aligned} S_N(t) &= \sum_{n=0}^N \varphi_n(t) \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S(\xi) \varphi_n(\xi) d\xi = \\ &= \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} S(\xi) \left[\sum_{n=0}^N \varphi_n(t) \varphi_n(\xi) \right] d\xi. \end{aligned} \quad (9)$$

Представление частичной суммы $S_N(t)$ в виде правой части (9) притягательно не только возможностью уменьшения требуемого количества функциональных элементов схмотехники при реализации соответствующего фильтра по сравнению с вариантом его реализации на основании левой части (9), но и возможностью создания условий для проявления групповых свойств сигналов $S_{нч}(t)$, $S_{пч}(t)$ и $S_{вч}(t)$, входящих в состав $S(t)$, путем надлежащего выбора базисных функций.

С целью выявления принципиальной возможности разделения частотных компонентов для получения $S_{нч}(t)$, $S_{пч}(t)$ и $S_{вч}(t)$ подлежащий фильтрации сигнал $S(t)$ представим обобщенным рядом Фурье

$$S(t) = \sum_{m=0}^{\infty} C_m S_m(t) \quad (10)$$

в базисе тригонометрических или экспоненциальных функций, как не подвергающихся изменениям формы в процессе преобразования их линейными системами.

Умножение обеих частей $S(t)$ на базисную функцию $S_k(t)$ с произвольным номером «к» с последующим интегрированием по времени

$$\int_0^T S(t) S_k(t) dt = \sum_{m=0}^{\infty} C_m \int_0^T S_m(t) \cdot S_k(t) dt = C_k \quad (11)$$

вследствие ортонормированности базиса создаст условия для появления в качестве выходного эффекта частотного компонента входного сигнала $C_k S_k(t)$.

Использование в качестве управляющего сигнала суммы из $N+1$ элементов ортонормированного базиса

$$S_{\text{впр}}(t) = \sum_{k=0}^N S_k(t) \quad (12)$$

обеспечивает выходной эффект в виде ограниченной суммы членов ряда (10).

Действительно,

$$\begin{aligned} S_{\text{вблх}}(t) &= \sum_{k=0}^N S_k(t) \int_0^T S(\xi) S_k(\xi) d\xi = \\ &= \sum_{k=0}^N S_k(t) \int_0^T \sum_{m=0}^{\infty} C_m S_m(\xi) S_k(\xi) d\xi = \\ &= \sum_{m=0}^N C_m S_m(t) = S_N(t) \end{aligned} \quad (13)$$

что одновременно означает ортогонализацию (т. е. обращение в ноль) всех членов ряда (10) с номерами $m \neq N$ (т. е. полиномиальную ортогонализацию как целенаправленный эффект фильтрации).

Для тригонометрического ряда Фурье входного сигнала (6) «N»-я частичная сумма в комплексной форме

$$u_{\text{вхN}}(t) = \sum_{m=-N}^N C_m e^{jm\omega_1 t}, \quad (14)$$

где $\omega_1 = \frac{2\pi}{T}$, а ряд Фурье имеет вид:

$$u_{\text{вх}}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{jm\omega_1 t}, \quad (15)$$

где
$$C_m = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u_{\text{вх}}(t) e^{-jm\omega_1 t} dt. \quad (16)$$

При подстановке (16) в (14) имеем:

$$\begin{aligned} u_{\text{вхN}}(t) &= \sum_{m=-N}^N \left(\frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u_{\text{вх}}(\xi) e^{-jm\omega_1 \xi} d\xi \right) e^{jm\omega_1 t} = \\ &= \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u_{\text{вх}}(\xi) \left[\sum_{m=-N}^N e^{jm\omega_1(t-\xi)} \right] d\xi = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u_{\text{вх}}(\xi) \sum_{m=-N}^N e^{jmx} d\xi, \end{aligned} \quad (17)$$

где $x = \omega_1(t - \xi)$. Но

$$\begin{aligned} D_N(x) &= \sum_{m=-N}^N e^{jmx} = \frac{e^{j(N+1)x} - e^{-jNx}}{e^{jx} - 1} = \\ &= \frac{e^{j(N+\frac{1}{2})x} - e^{-j(N+\frac{1}{2})x}}{e^{j\frac{x}{2}} - e^{-j\frac{x}{2}}} = \frac{\sin(N + \frac{1}{2})x}{\sin \frac{x}{2}}, \end{aligned} \quad (18)$$

поэтому

$$u_{\text{вблх}}(t) = u_{\text{вхN}}(t) = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u_{\text{вх}}(\xi) D_N[\omega_1(t - \xi)] d\xi, \quad (19)$$

а функция $D_N(x)$ – «N»-е ядро Дирихле, позволяющее представить частичную сумму $u_{\text{вхN}}(t)$ в интегральной форме, являющейся основой для реализации фильтрующего свойства ортонормированного базиса.

Реализация фильтрующего свойства ортонормированного базиса определяется возможностями синтеза ядра Дирихле (18) или возможностями синтеза равноамплитудного полинома на основании соотношения

$$\frac{\sin(N + \frac{1}{2})x}{2 \sin \frac{x}{2}} = \sum_{k=1}^N \cos Kx + \frac{1}{2}. \quad (20)$$

Для реализации правой части (20) необходимо синхронизировать работу «N» генераторов гармонических колебаний кратных частот в процессе суммирования этих колебаний с равными амплитудами и строгими фазовыми соотношениями, а следовательно, и с необходимостью стабилизации амплитуд и фаз суммируемых колебаний, что является сложной технической проблемой.

По этим же причинам необходимость поддерживать строгие связи между амплитудами и фазами первой и « $2N+1$ »-й гармоник периодически воспроизводимой функции $D_N(x)$ препятствует высокоточной реализации левой части (20), особенно при изменении частоты повторения подлежащего фильтрации сигнала $u_{\text{вх}}(t)$.

Поиск разрешения противоречий приводит к необходимости анализа возможностей, содержащихся в выражении (20).

В случае синтеза равноамплитудного полинома (20) имеем:

$$\begin{aligned} a_{\text{вблх}}(t) &= A_m \sum_{k=1}^N \cos(k\omega_1 t + \varphi_0) = \\ &= \frac{A_m}{2} \left[\sum_{k=1}^N e^{j(k\omega_1 t + \varphi_0)} + \sum_{k=1}^N e^{-j(k\omega_1 t + \varphi_0)} \right] = \\ &= \frac{A_m}{2} \cdot \frac{\sin \frac{N\omega_1 t}{2}}{\sin \frac{\omega_1 t}{2}} \left[e^{j(\frac{N+1}{2}\omega_1 t + \varphi_0)} + e^{-j(\frac{N+1}{2}\omega_1 t + \varphi_0)} \right] = \end{aligned}$$

$$= A_m \frac{\sin \frac{N\omega_1 t}{2}}{\sin \frac{\omega_1 t}{2}} \cos\left(\frac{N+1}{2} \omega_1 t + \varphi_0\right) = K(t) \cdot A_m \cos\left(\frac{N+1}{2} \omega_1 t + \varphi_0\right), \quad (21)$$

откуда следует возможность воспроизведения равноамплитудного полинома амплитудно-модулированным колебанием, закон изменения огибающей которого

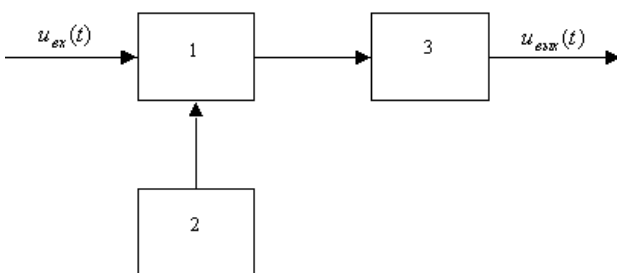
$$A(t) = A_m \frac{\sin \frac{N\omega_1 t}{2}}{\sin \frac{\omega_1 t}{2}}, \quad (22)$$

где A_m – амплитуда колебаний несущей частоты $\frac{N+1}{2} f_1$.

Одновременно в выражении (22) содержится информация о необходимости реализации параметрического преобразователя с системным оператором $K(t)$. При синтезе устройства для воспроизведения амплитудно-модулированного колебания (12) главным требованием является поддержание жесткой связи между параметрами несущего колебания и модулирующего процесса, что может быть обеспечено резистивной параметрической цепью, периодическое изменение коэффициента передачи $K(t)$

которой внутри интервала $t = 2T_1 = \frac{4\pi}{\omega_1}$ осуществляется переключением резисторов в моменты прохождения нулевых мгновенных значений колебаниями несущей частоты [4].

Точность задания коэффициента передачи $K(t)$ масштабного преобразователя определяется стабильностью резисторного делителя, т. е. достижимым технологическим уровнем долговременной стабильности резисторов, что позволяет на порядок повысить точность воспроизведения равноамплитудных полиномов, а следовательно, и процедуры фильтрации измерительных сигналов. Воспроизведение функции $u_{\text{вых}}(t)$ может быть обеспечено устройством, структурная схема которого приведена ниже



Здесь:

1 – перемножитель;

2 – формирователь периодически повторяемого ядра Дирихле;

3 – интегратор.

Формирование ядра Дирихле изменением N в широких пределах обеспечивает фильтрацию сигнала $u_{\text{вх}}(t)$.

Действительно, формирование $D_{N_{\text{max}}}(x)$ выбором $N = N_{\text{max}}$ обеспечивает получение $u_{\text{выхнч}}(t) = u_{\text{вх}N_{\text{max}}}(t)$ с ограниченным количеством членов равноамплитудного полинома, образующего ядро Дирихле, и вызывает обращение в ноль членов бесконечного ряда Фурье (10) с номерами m , превышающими $N = N_{\text{max}}$, т. е. подавление высокочастотной части спектра $u_{\text{вх}}(t)$ или его низкочастотную фильтрацию.

Существенно при этом, что в полосе пропускания такого фильтра низких частот (ФНЧ) соотношение между соответствующими частотными компонентами $u_{\text{вх}}(t)$ и $u_{\text{вх}N_{\text{max}}}(t)$ сохраняется с той степенью точности, с какой удастся сформировать ядро Дирихле и интегрировать результат его перемножения с фильтруемым сигналом $u_{\text{вх}}(t)$.

Формирование $u_{\text{вх}N_{\text{min}}}(t)$ при $N = N_{\text{min}}$ обеспечивает получение $u_{\text{выхвч}}(t) = u_{\text{вх}}(t) - u_{\text{вх}N_{\text{min}}}(t)$ с подавленной низкочастотной частью спектра $u_{\text{вх}}(t)$.

Для обеспечения эффекта полосовой фильтрации необходимо получить

$$u_{\text{выхнф}}(t) = u_{\text{выхвч}}(t) - [u_{\text{вх}}(t) - u_{\text{вх}N_{\text{max}}}(t)],$$

т. е. сформировать базисную функцию

$$\begin{aligned} D_{N_{\text{нф}}}(x) &= D_{\text{max}}(x) - D_{\text{min}}(x) = \\ &= \frac{\sin(N_{\text{max}} + \frac{1}{2})x - \sin(N_{\text{min}} + \frac{1}{2})x}{2 \sin \frac{x}{2}} = \\ &= \frac{\sin \frac{(N_{\text{max}} - N_{\text{min}})x}{2}}{\sin \frac{x}{2}} \cdot \cos \frac{(N_{\text{max}} + N_{\text{min}} + 1)x}{2}, \quad (23) \end{aligned}$$

которая в рассматриваемом случае наделяет $u_{\text{выхнф}}(t)$ свойствами осциллирующей функции.

Из (23) следует, в частности, что при $N_{\text{max}} = N_{\text{min}} + 1$

$$\begin{aligned} D_N(x) &= \frac{\sin \frac{x}{2}}{\sin \frac{x}{2}} \cos(N_{\text{min}} + 1)x = \\ &= \cos N_{\text{max}} x = \cos N_{\text{max}} \cdot \omega_1(t - \xi), \quad (24) \end{aligned}$$

а потому в предельном случае полосой фильтрации выходной сигнал представляет собой гармоническое колебание частоты $f_{\text{нф}} = N_{\text{max}} f$.

При осуществлении фильтрации (методом ортогонализации) можно обеспечить $S_{\text{нч}}(\omega) = 0$ и $S_{\text{вч}}(\omega) = 0$, а потому $S(\omega) = S_{\text{нч}}(\omega)$ и $f(t) = f_{\text{нч}}(t)$.

Аналогично при $S_{нч}(\omega)=0$ и $S_{вч}(\omega)=0$ имеем $f(t)=f_{нч}(t)$.

В этом случае при периодизации $f(t)$ выходными эффектами соответствующих фильтров являются $f_{нч}(t)$, $f_{нч}(t)$ и $f_{вч}(t)$, одновременная дискретизация которых требует своего шага дискретизации в каждом канале.

В качестве полосовых сигналов $f_{нч}(t)$, $f_{нч}(t)$ и $f_{вч}(t)$, подлежащих одновременной дискретизации, рассмотрим соответствующие равноамплитудные полиномы, являющиеся частным случаем, обеспечивающим эквивалентную оценку шага дискретизации сигналов с одинаковым числом гармоник $N_{нч} = N_{мин}$; $N_{нч} = 2N_{мин}$ и $N_{вч} = 3N_{мин}$.

При представлении НЧ сигнала в виде АМ колебания

$$S_{нч}(t) = \sum_{n=-N_{мин}}^{N_{мин}} C_n e^{jn\omega_0 t} = 2C_n \sum_{n=0}^{N_{мин}} \cos n\omega_0 t = 2C_n \frac{\sin \frac{N_{мин}\omega_0 t}{2}}{\sin \frac{\omega_0 t}{2}} \cos \frac{N_{мин} + 1}{2} \omega_0 t \quad (25)$$

с периодом $T_M = 2T_0$ число требуемых на периоде T_M при дискретизации отсчетов равно

$$N_{дискр} = \frac{T_M}{\Delta} = \frac{T_M}{1/2F_0 \cdot N_{мин}} = 4N_{мин}.$$

При представлении полосового сигнала $S_{нч}(t)$ в виде разности двух НЧ сигналов с различными высшими граничными частотами

$$S_1(t) = \sum_{n=-N_{нч}}^{N_{нч}} C_n e^{jn\omega_0 t} \text{ и } S_2(t) = \sum_{n=-N_{мин}}^{N_{мин}} C_n e^{jn\omega_0 t} \quad (26)$$

т. е.

$$S_{нч}(t) = S_1(t) - S_2(t) = \frac{\sin \frac{(N_{нч}-N_{мин})\omega_0 t}{2}}{\sin \frac{\omega_0 t}{2}} \cos \frac{(N_{нч} + N_{мин} + 1)}{2} \omega_0 t = \frac{\sin \frac{N_{мин}\omega_0 t}{2}}{\sin \frac{\omega_0 t}{2}} \cos \frac{(3N_{мин} + 1)\omega_0 t}{2} \quad (27)$$

т.е. в виде АМ колебания с периодом $T_M = 2T_0$ число требуемых отсчетов при дискретизации АМ колебания равно

$$N_{дискр} = 2T_0 \cdot 2F_0 \cdot N_{нч} = 4N_{нч}.$$

Представление высокочастотной части равноамплитудного полинома с высшей граничной частотой $f_a = 3N_{мин}f_0$ в виде разности двух равноамплитудных полиномов

$$S_3 = \sum_{n=-3N_{мин}}^{3N_{мин}} C_n e^{jn\omega_0 t} \text{ и } S_1(t) = \sum_{n=-2N_{мин}}^{2N_{мин}} C_n e^{jn\omega_0 t} \quad (28)$$

т. е.

$$S_{вч} = S_3(t) - S_1(t) = \frac{\sin \frac{N_{мин}\omega_0 t}{2}}{\sin \frac{\omega_0 t}{2}} \cos \frac{(5N_{мин} + 1)\omega_0 t}{2} \quad (29)$$

с периодом $T_M = 2T_0$ число требуемых на периоде T_M при дискретизации отсчетов равно $N_{дискр} = 2T_0 \cdot 2F_0 \cdot N_{вч} = 4N_{вч} = 12N_{мин}$

Возможность воспроизведения полосовых сигналов в виде суперпозиций равноамплитудных полиномов создает предпосылку для реализации фильтрующего свойства ортонормированного базиса на основе (19). При этом существенным является то, что сумма гармоник кратных частот и равных амплитуд имеет периодичность, определяемую периодом первой гармоники при N четном, либо половиной периода первой гармоники при N нечетном. Это может быть использовано для управления структурой периодичности АМ колебаний.

Так в области нижних частот периодичность анализируемого АМ колебания целесообразно сохранить в исходном виде, что достигается выбором четного $N_{мин}$ и сопровождается сокращением в два раза числа отсчетных точек на периоде АМ колебаний.

В области высших частот периодичность анализируемого АМ колебания целесообразно растянуть во времени (замедлить), что достигается выбором нечетного значения для $(N_{вч} - N_{нч}) = N_{мин}$ и сопровождается значением числа отсчетных точек $K = N_{мин}$.

Локализация гармоник технологических процессов, обусловленных вариациями параметров вследствие воздействия дестабилизирующих факторов (температура, давление, питающее напряжение и т. д.), характеризуется периодичностями по большинству технологических параметров с проявлениями зон экстремальных чувствительностей к названным вариациям, а потому выделение фильтрацией определенных групп гармоник в одной из частотных (НЧ, ПЧ или ВЧ) должно производиться на основе предварительного анализа динамических особенностей спектров процессов [5].

В последующей за этим дискретизации полосовых сигналов шаг дискретизации Δ привязан к высшей гармонике выбранного для определения ряда Фурье группового сигнала.

В процессе имитационного моделирования в качестве анализируемого процесса синтезирован равноамплитудный полином с $N = 3N_{\min} = 123$, из которого фильтрацией получены групповые НЧ, ПЧ и ВЧ сигналы с периодом повторения $T_0 = 10^{-3} \text{ с}$, являющиеся равноамплитудными полиномами с $N = N_{\min} = 41$. При параллельной обработке этих сигналов количество требуемых операций составляет

10086, что меньше требуемого на основании БПФ числа 10240.

Таким образом, открываемая групповым преобразованием Фурье возможность полосовой фильтрации сигналов создает основу параллельной обработки в темпе поступления отсчетов средствами вычислительной техники меньшего быстродействия, чем в случае БПФ.

Список использованной литературы:

1. Гутников В.С. Фильтрация измерительных сигналов. Л: Энергоатомиздат, 1990. С. 50.
2. Кудрявцев Л.Д. Курс математического анализа. М.: Высшая школа, 1981. С. 352-353.
3. Алиев Т.М., Костянян В.Р., Тер-Хачатуров А.А. Современное состояние проблемы автоматизации диагностирования штанговых нефтяных установок. Измерения, контроль, автоматизация. М., 1998. С. 32-43.
4. Гутников В.С. Методы реализации специальных весовых функций в измерительных устройствах. Измерения, контроль, автоматизация. М., 1983, №2, С. 3-15.
5. Шевеленко В.Д. Исследование динамических особенностей спектров сигналов // Радиотехника, 1980, №9 С. 41-44.