



УДК 621.37 : 681.7.069.24

В.А. Гречихин

*Московский энергетический институт (технический университет), Россия*

## **ОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ЛАЗЕРНОГО ДОПЛЕРОВСКОГО ВИБРОМЕТРА**

*Рассмотрены два метода оптимальной обработки сигналов лазерного доплеровского виброметра (ЛДВ). Найдена структура устройства оптимальной нелинейной фильтрации параметра, связанного с амплитудой виброколебаний. Рассмотрены характеристики упрощенного алгоритма фильтрации. При некоторых допущениях решена задача оптимального оценивания относительной амплитуды виброколебаний. Получены характеристики оценок.*

**ЛАЗЕРНЫЙ ДОПЛЕРОВСКИЙ ВИБРОМЕТР. ОПТИМАЛЬНАЯ ОЦЕНКА АМПЛИТУДЫ  
ВИБРОКОЛЕБАНИЙ, МЕТОД ОПТИМАЛЬНОЙ НЕЛИНЕЙНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ**

### **ВВЕДЕНИЕ**

В последнее десятилетие развитие систем вибрационной диагностики, являющихся технической основой мониторинга и прогноза состояния машин роторного типа, получило новый импульс. Это связано с расширением областей применения таких систем, а также с новыми возможностями получения, обработки и использования диагностической информации. Важность развития методов и систем измерения параметров виброколебаний подчеркивается разработкой и введением в последние годы ряда стандартов и технических регламентов по оценке вибрации рельсовых транспортных средств, конструкций зданий, машин и оборудования в производственных помещениях, промышленных вентиляторов, и т.п. Кроме того, все большее внимание уделяется внедрению средств вибродиагностики в медицину (определение порога виброчувствительности при диагностике неврологических нарушений, исследования колебаний центра тяжести человека), экологию (измерения вибраций рукояток управления машинами и механизмами, микропрофилей дорожных поверхностей) и др. [1, 2].

Традиционные аналоговые методы и средства оценки параметров виброколебаний разрабатывались и создавались для целей диагностики машин роторного типа, в которых вибрационные процессы носили стационарный, периодический характер и могли быть описаны суперпозицией гармонических функций. В этих случаях анализ сигналов вибродатчиков базировался на преобразовании Фурье, приводящем к спектральному разложению по базису гармонических функций. В зависимости от относительной величины доплеровского сдвига частоты для оценки параметров виброколебаний наиболее часто использовался один из спектральных методов: метод первой гармоники, метод анализа соотношения амплитуд спектральных составляющих, метод измерения по ширине спектра сигнала. При негармоническом характере виброколебаний для оценки их параметров можно было использовать методы оценки мгновенной частоты доплеровского сигнала: метод анализа мгновенного спектра, метод измерений по последовательности «нулей» частотно-модулированного колебания, метод частотного детектирования с использованием либо обычных частотных детекторов либо следящих систем [3].

Одной из важнейших характеристик любого используемого метода измерений амплитуды виброколебаний является погрешность получаемых результатов. Существенную

роль в формировании этой погрешности играет погрешность оценивания информационного параметра сигнала ЛДВ. Наилучшие по определенным статистическим критериям результаты можно получить с использованием оптимальных методов оценивания, которые могут быть синтезированы для четко заданной модели смеси информационного сигнала и шума на выходе датчика. Погрешность измерений, получаемая с использованием оптимальных методов, не может ожидаться меньшей, чем потенциальная точность оценивания, которая зависит от используемой модели сигнала и отношения сигнал-шум.

Потенциальная точность оценки параметров сигнала ЛДВ была ранее исследована в [4]. Рассмотрим оптимальные по критерию максимума функции правдоподобия алгоритмы получения оценок амплитуды виброколебаний для двух моделей сигнала с учетом статистических характеристик шума. В одной из моделей оцениваемая амплитуда постоянна, а в другой – меняется во времени, испытывая случайные блуждания.

## ОПТИМАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ИНФОРМАЦИОННОГО ПАРАМЕТРА СИГНАЛА ЛДВ

В случае, когда оцениваемый информационный параметр сигнала является постоянным, наиболее развитым методом синтеза алгоритма оценивания является метод максимума функции правдоподобия. Для синтеза алгоритма оптимальной оценки амплитуды виброколебаний воспользуемся известными из [5] результатами синтеза оптимальных алгоритмов оценки информационных параметров радиосигналов при наличии набора случайных неинформационных параметров.

Рассмотрим гетеродинную схему ЛДВ, модель наблюдаемого выходного сигнала которой на отрезке времени  $[0, T]$  имеет вид [4]:

$$x(t) = u(m, t) + n(t), \quad (1)$$

где  $u(m, t)$  описывается выражением:

$$u(m, t) = U_0 \cos[\omega_0 t + m \cdot \sin(\Omega t + \Phi) + \varphi], \quad (2)$$

а  $n(t)$  – белый гауссов шум с корреляционной функцией  $R(\tau) = \frac{N_0}{2} \cdot \delta(\tau)$  и с двусторонней спектральной плотностью  $\frac{N_0}{2}$ . При этом оцениваемый параметр  $m$  прямо пропорционален

амплитуде виброколебаний и связан с ней известным соотношением:  $m = 2\pi \frac{L}{\Lambda}$ , где  $L$  – оцениваемая амплитуда, а  $\Lambda$  – период интерференционной картины в измерительном объеме ЛДВ. Видно, что оцениваемый параметр связан с фазой сигнала (2), и, можно полагать, что его оптимальная оценка может быть получена после нахождения оптимальной оценки фазы. При поиске наилучшего алгоритма оценивания мы будем полагать известной частоту гетеродина ЛДВ  $\omega_0$ .

Известно [5], что оптимальная оценка начальной фазы сигнала

$$S(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \alpha),$$

принимаемого в смеси с гауссовым белым шумом, обеспечивается квадратурным приемником, схема которого приведена на рис. 1. Для нашего случая при выполнении условия, что фаза виброколебания практически не изменяется за время интегрирования

$\tau = 2\pi/\omega_0$ , т.е.  $\Omega\tau \ll 1$ , сигнал на выходе квадратурного приемника будет иметь вид:

$$v(t) = m \cdot \sin(\Omega t + \Phi) + \varphi.$$

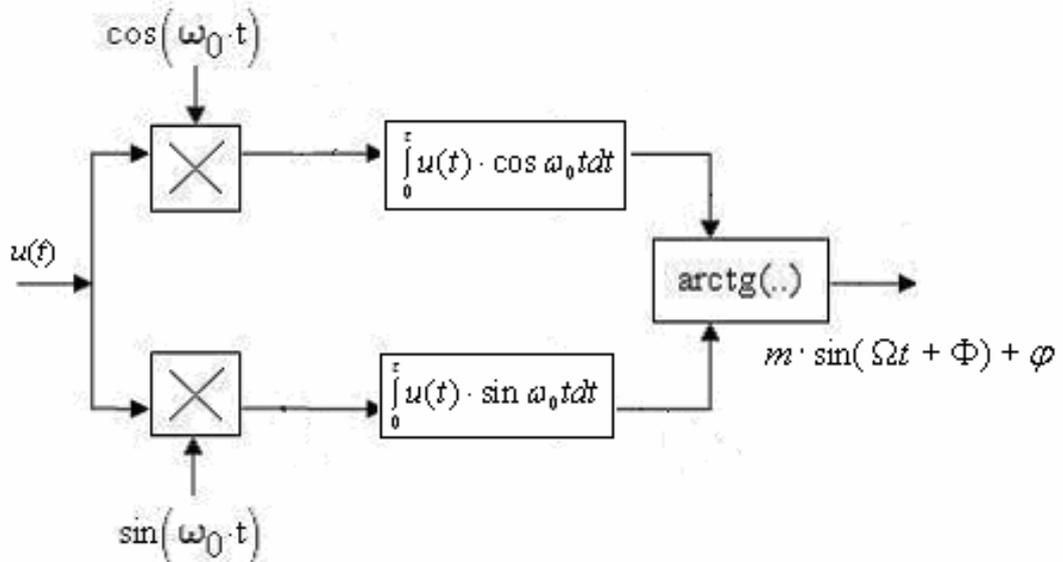


Рис. 1. Устройство оптимальной оценки начальной фазы сигнала

Требование постоянства фазы на интервале времени интегрирования, которое может быть выполнено только приближенно при  $\omega_0 \gg \Omega$ , ведет к тому, что синтезируемый алгоритм не будет являться в полной мере оптимальным. Квазиоптимальную оценку параметра  $m$  можно далее обеспечить при помощи устройства оптимальной оценки амплитуды радиосигнала [5], схема которого приведена на рис. 2. Поскольку частота виброколебаний, требуемая для генерации опорных сигналов квадратурных каналов схемы рис. 2 неизвестна, для получения искомой оценки необходимо обеспечить поиск максимума выходного отклика схемы по частоте  $\Omega$ . Рассмотрим алгоритм работы схемы рис. 2. При подаче на вход устройства сигнала  $v(t)$ , выходной отклик будет описываться выражением:

$$m^* = \sqrt{\left[ \int_0^T v(t) \cdot \cos \Omega t dt \right]^2 + \left[ \int_0^T v(t) \cdot \sin \Omega t dt \right]^2}. \quad (3)$$

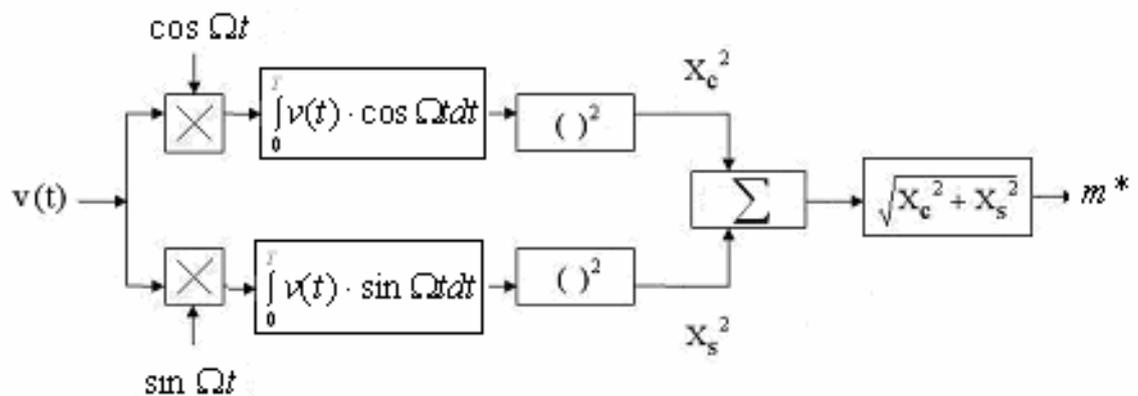


Рис. 2. Устройство оптимальной оценки амплитуды сигнала

Нетрудно видеть, что в случае, когда  $T \gg 2\pi/\Omega$ , в соотношении (3) можно заменить пределы интегрирования на бесконечные, и тогда полученное выражение будет эквивалентно формуле для расчета модуля спектральной плотности  $V(\omega)$  сигнала  $v(t)$ :

$$V(\omega) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} v(t) \cdot \exp(-j\omega t) dt \right| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} v(t) \cdot \cos \omega t dt - j \int_{-\infty}^{\infty} v(t) \cdot \sin \omega t dt \right| =$$

$$= \sqrt{\left[ \int_{-\infty}^{\infty} v(t) \cdot \cos \omega t dt \right]^2 + \left[ \int_{-\infty}^{\infty} v(t) \cdot \sin \omega t dt \right]^2} \quad (4)$$

Поскольку оценка  $m^*$  принимает максимальное значение при совпадении частоты радиосигнала  $v(t)$  с частотой опорных сигналов квадратурных каналов схемы рис. 2, то ясно, что такое совпадение может быть зарегистрировано по положению максимума модуля спектральной плотности  $V(\omega)$  сигнала  $v(t)$ , которое будет иметь место на некоторой частоте  $\omega^* = \Omega$ . Таким образом, полученное значение  $V(\omega^*)$  будет являться при всех принятых выше допущениях квазиоптимальной оценкой  $m^*$  параметра  $m$ .

Разработанный алгоритм был программно реализован и протестирован на модельных и реальных сигналах. На рис. 3 приведена временная диаграмма математической модели сигнала ЛДВ с параметрами: частота гетеродина  $\omega_0 = 2\pi \cdot 10^3$ , частота виброколебаний  $\Omega = 2\pi \cdot 10^2$ , относительная амплитуда виброколебаний  $L/\Lambda = 0,0429$ , период дискретизации сигнала  $T_d = 10^{-4}$ , отношение амплитуды сигнала к среднеквадратическому значению аддитивного гауссова шума в полосе пропускания устройства регистрации  $U_0/\sigma = 5$ . График модуля спектральной плотности сигнала приведен на рис. 4. Временная диаграмма закона изменения «вибрационной составляющей» фазы сигнала  $m \cdot \sin(\Omega t + \Phi)$  приведена на рис. 5. Оценка параметра  $m$  по максимуму модуля спектральной плотности «вибрационной составляющей» фазы составила  $m^* = 0,275$ , что соответствует оценке относительной амплитуды виброколебаний  $L^*/\Lambda = 0,0438$ . Относительная погрешности оценивания при этом оказывается равной  $\delta = 0,3 \%$ . На рис. 6 приведена временная диаграмма той же модели сигнала ЛДВ для случая, когда относительная амплитуда виброколебаний увеличена до  $L/\Lambda = 0,291$ . График модуля спектральной плотности сигнала показан на рис. 7. Видно, что в отличие от предыдущего случая получение простой спектральной оценки по методу первой

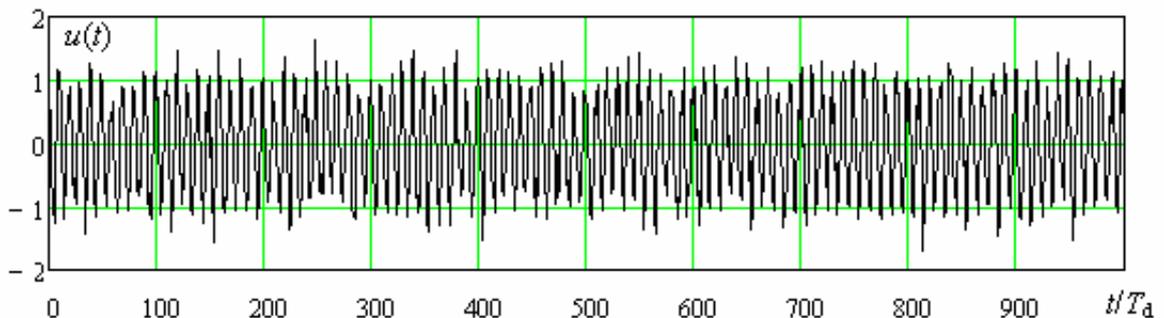


Рис. 3. Временная диаграмма математической модели сигнала ЛДВ для  $L/\Lambda = 0,0429$

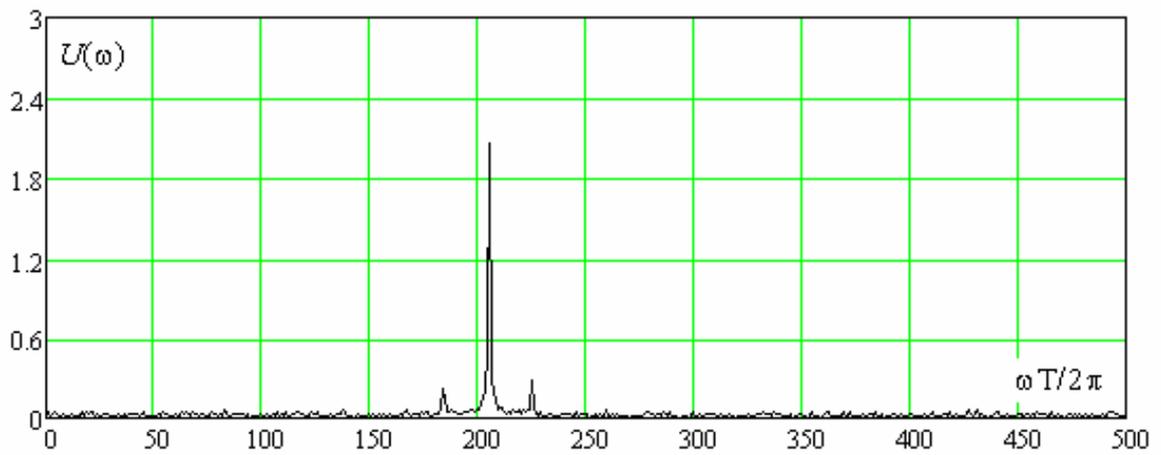


Рис. 4. График модуля спектральной плотности сигнала

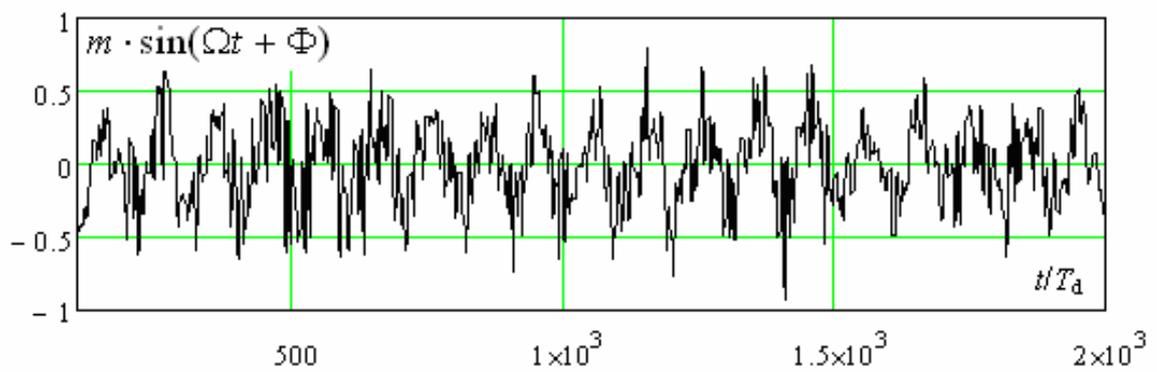


Рис. 5. Временная диаграмма закона изменения «вибрационной составляющей» фазы сигнала

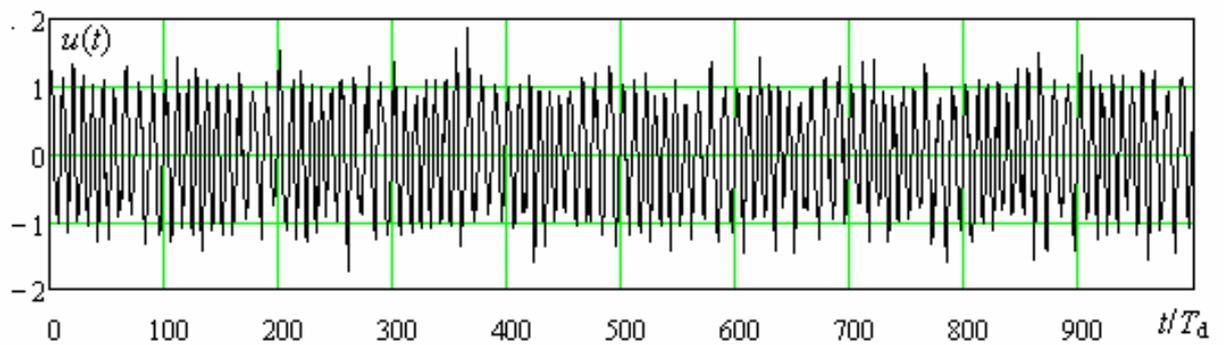


Рис. 6. Временная диаграмма математической модели сигнала ЛДВ для  $L/\Lambda=0,291$

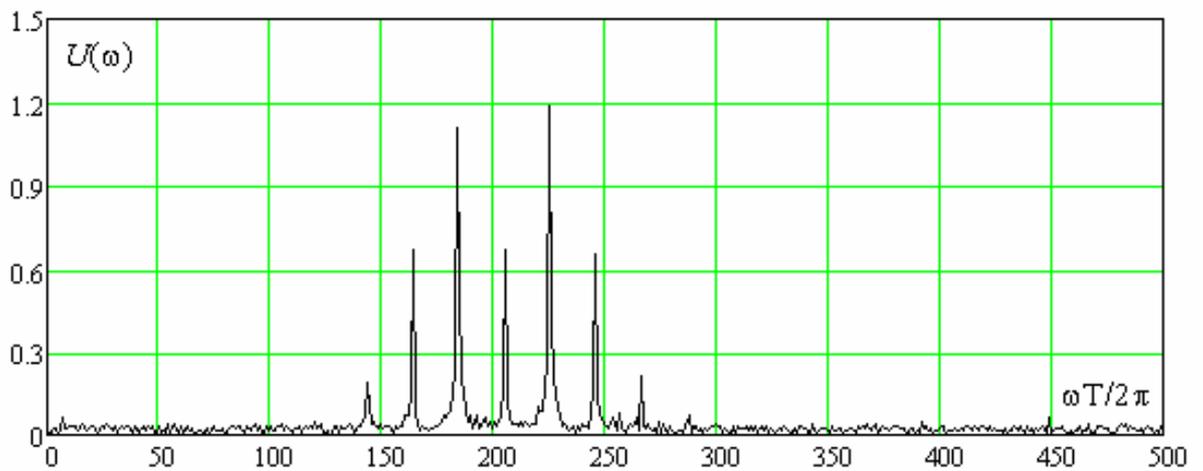


Рис. 7. График модуля спектральной плотности сигнала

гармоники здесь невозможно. Временная диаграмма закона изменения «вибрационной составляющей» фазы приведена на рис. 8, а график ее спектральной плотности показан на рис. 9. Оценка информационного параметра по максимуму модуля спектральной плотности составляет  $m^* = 1,83$ , что соответствует оценке относительной амплитуды виброколебаний  $L^*/\Lambda = 0,292$ . Относительная погрешности оценивания при этом оказывается равной  $\delta = 0,03 \%$ .

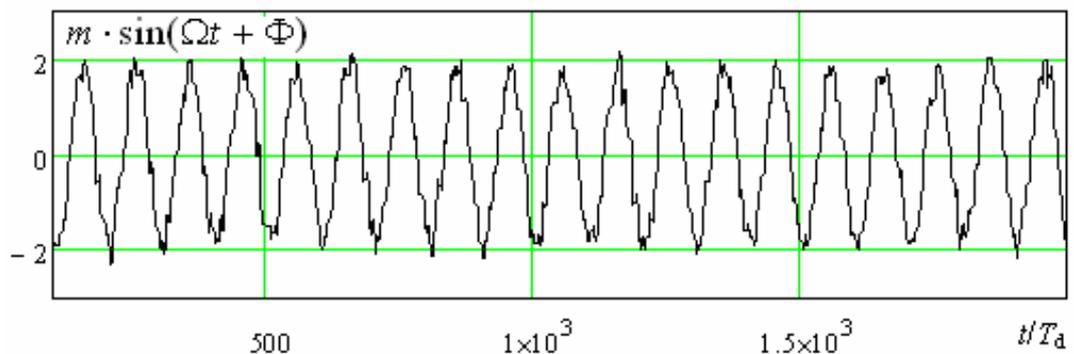


Рис. 8. Временная диаграмма закона изменения «вибрационной составляющей» фазы сигнала

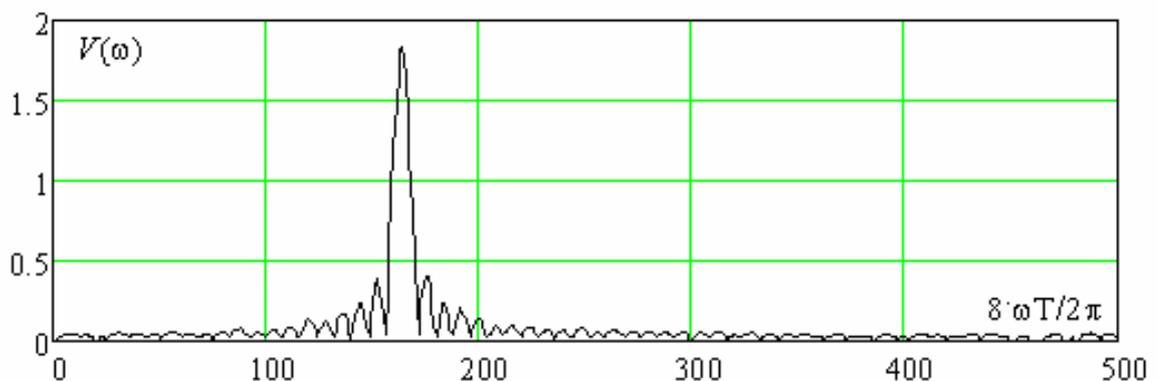


Рис. 9. Спектральная плотность «вибрационной составляющей» фазы сигнала

На рис. 10 приведена временная диаграмма сигнала, записанного с выхода экспериментального макета гетеродинного ЛДВ. Спектр сигнала и временная диаграмма «вибрационной составляющей» фазы представлены соответственно на рис. 11 и рис. 12.

Оценка информационного параметра составила  $m^* = 0,626$ , что соответствует оценке относительной амплитуды виброколебаний  $L^*/\Lambda = 0,0996$ .

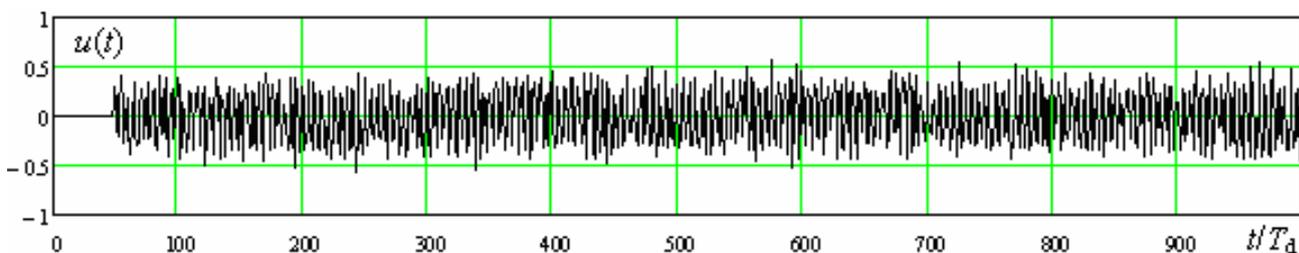


Рис. 10. Временная диаграмма экспериментального сигнала гетеродинного ЛДВ

Результаты тестирования показывают работоспособность алгоритма обработки сигнала гетеродинного ЛДВ и возможность получения при определенных условиях достаточно малых погрешностей оценивания.

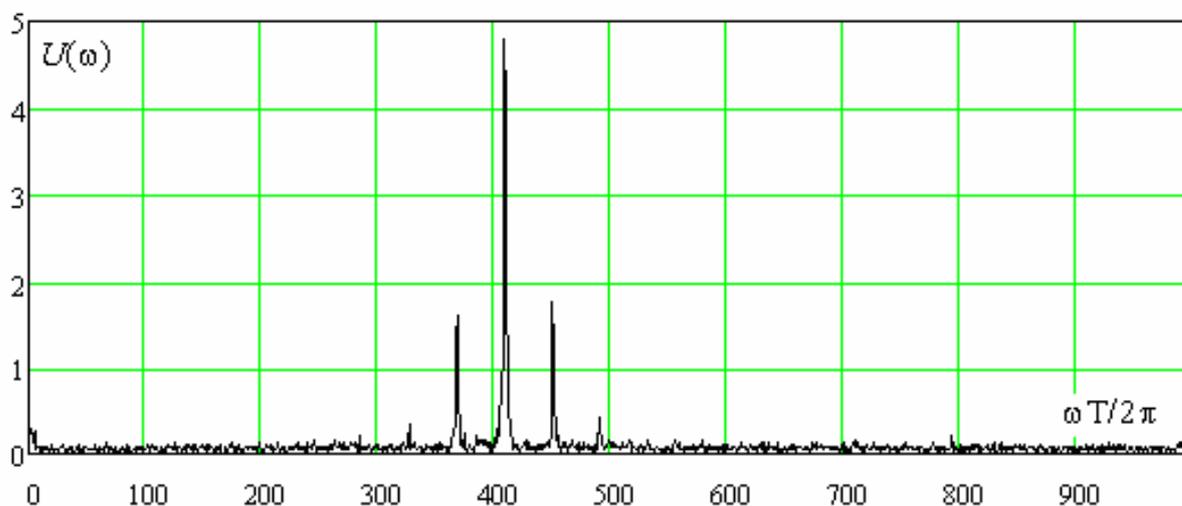


Рис. 11. Спектральная плотность экспериментального сигнала гетеродинного ЛДВ

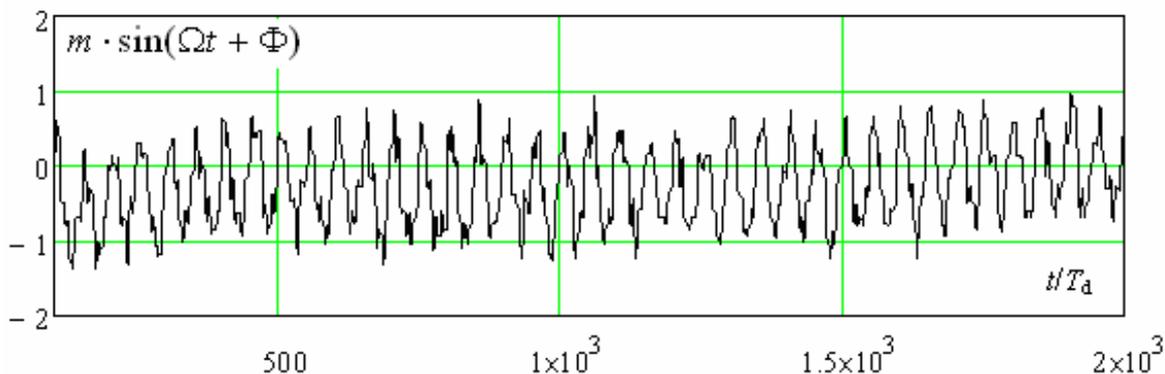


Рис. 12. Временная диаграмма «вибрационной составляющей» фазы экспериментального сигнала гетеродинного ЛДВ

## ОПТИМАЛЬНАЯ НЕЛИНЕЙНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ИНФОРМАЦИОННОГО ПАРАМЕТРА СИГНАЛА ЛДВ

В случае, когда оцениваемый информационный параметр сигнала не является постоянным, а подвержен случайным блужданиям с известными статистическими характеристиками, наиболее развитым методом синтеза алгоритма оценивания является метод оптимальной нелинейной фильтрации. Известно [5], что в случае, когда оцениваемый

параметр обрабатываемого сигнала меняется во времени и описывается нелинейным дифференциальным уравнением и/или входит нелинейно в наблюдения  $x(t)$ , оценивание проводится методами оптимальной нелинейной фильтрации. При обработке смеси сигнала ЛДВ и шума неизвестным параметром является индекс частотной модуляции  $m$ , который нелинейно входит в наблюдение (1). Рассмотрим решение задачи оптимальной нелинейной фильтрации параметра  $m$  сигнала гетеродинного ЛДВ, используя гауссово приближение для апостериорной плотности вероятности оцениваемого параметра.

Пусть оцениваемый параметр  $\lambda$  флуктуирует вокруг среднего значения  $\hat{\lambda}$  и эти флуктуации описываются дифференциальным уравнением

$$\frac{d\lambda}{dt} = f(\lambda, t) + g(\lambda, t)\chi(t), \quad (5)$$

где  $\chi(t)$  – белый гауссов шум с двусторонней спектральной плотностью  $\frac{N_x}{2}$ .

Будем искать оценку условного среднего  $\hat{\lambda} = M[\lambda | x'_0]$  ( $x'_0$  – наблюдаемая на интервале  $(0, t)$  реализация смеси сигнала  $u(\lambda, t)$  и белого гауссова шума с односторонней спектральной плотностью мощности  $N_0$ ), которая является оптимальной по критерию минимума дисперсии ошибки фильтрации. При условии аппроксимации апостериорной плотности вероятности  $p(\lambda | x'_0)$  гауссовой моделью

$$p(\lambda | x'_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D_\lambda}} \cdot \exp\left\{-\frac{(\lambda - \hat{\lambda})^2}{2D_\lambda}\right\},$$

где  $\hat{\lambda}$  – среднее значение,  $D_\lambda$  – дисперсия гауссовского распределения, уравнения оптимальной нелинейной фильтрации примут вид [5]:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\lambda}}{dt} &= f(\hat{\lambda}, t) + D_\lambda(t) \frac{2}{N_0} \frac{\partial u(\hat{\lambda}, t)}{\partial \lambda} (y(t) - u(\hat{\lambda}, t)) \\ \frac{dD_\lambda}{dt} &= 2 \frac{\partial f(\hat{\lambda}, t)}{\partial \lambda} D_\lambda + g^2(\hat{\lambda}, t) \frac{N_x}{2} - D_\lambda^2 \frac{2}{N_0} \left( \frac{\partial u(\hat{\lambda}, t)}{\partial \lambda} \right)^2. \end{aligned} \quad (6)$$

В гетеродинной схеме ЛДВ наблюдаемый выходной сигнал вибродатчика имеет вид (1), где  $u(m, t)$  описывается выражением (2).

Рассмотрим случай, когда все параметры, кроме  $m$ , постоянны и точно известны. Будем полагать, что изменение во времени параметра  $m$  описывается дифференциальным уравнением

$$\frac{1}{\alpha} \frac{dm}{dt} + m = \chi(t) \quad \text{или} \quad \frac{dm}{dt} = -\alpha \cdot m + \alpha \cdot \chi(t), \quad (7)$$

где  $\chi(t)$  – белый гауссов шум с корреляционной функцией  $R_\chi(\tau) = \frac{N_x}{2} \cdot \delta(\tau)$ ,

$\alpha$  – коэффициент, определяющий ширину спектра процесса  $m(t)$ .

В соответствии с (5) – (7) имеем:

$$\frac{d\hat{m}}{dt} = -\alpha \cdot \hat{m} + D_m(t) \frac{2}{N_0} \frac{\partial u(\hat{m}, t)}{\partial m} (x(t) - u(\hat{m}, t)),$$

$$\frac{dD_m}{dt} = -2\alpha D_m + \alpha^2 \frac{N_z}{2} - D_m^2 \frac{2}{N_0} \left( \frac{\partial u(\hat{m}, t)}{\partial m} \right)^2.$$

С учетом (2) можно получить окончательный вид уравнений фильтрации:

$$\frac{d\hat{m}}{dt} = -\alpha \cdot \hat{m} - D_m(t) \frac{2U_0}{N_0} \sin(\Omega t + \Phi) \sin(\omega_0 t + \hat{m} \sin(\Omega t + \Phi) + \varphi) \{x(t) - U_0 \cos[\omega_0 t + \hat{m} \sin(\Omega t + \Phi) + \varphi]\} \quad (8)$$

$$\frac{dD_m}{dt} = -2\alpha D_m + \alpha^2 \frac{N_z}{2} - D_m^2 \frac{2U_0^2}{N_0} [\sin(\Omega t + \Phi) \sin(\omega_0 t + \hat{m} \sin(\Omega t + \Phi) + \varphi)]^2 \quad (9)$$

Структурная схема устройства оптимальной нелинейной фильтрации, описываемого данными уравнениями, приведена на рис. 13.

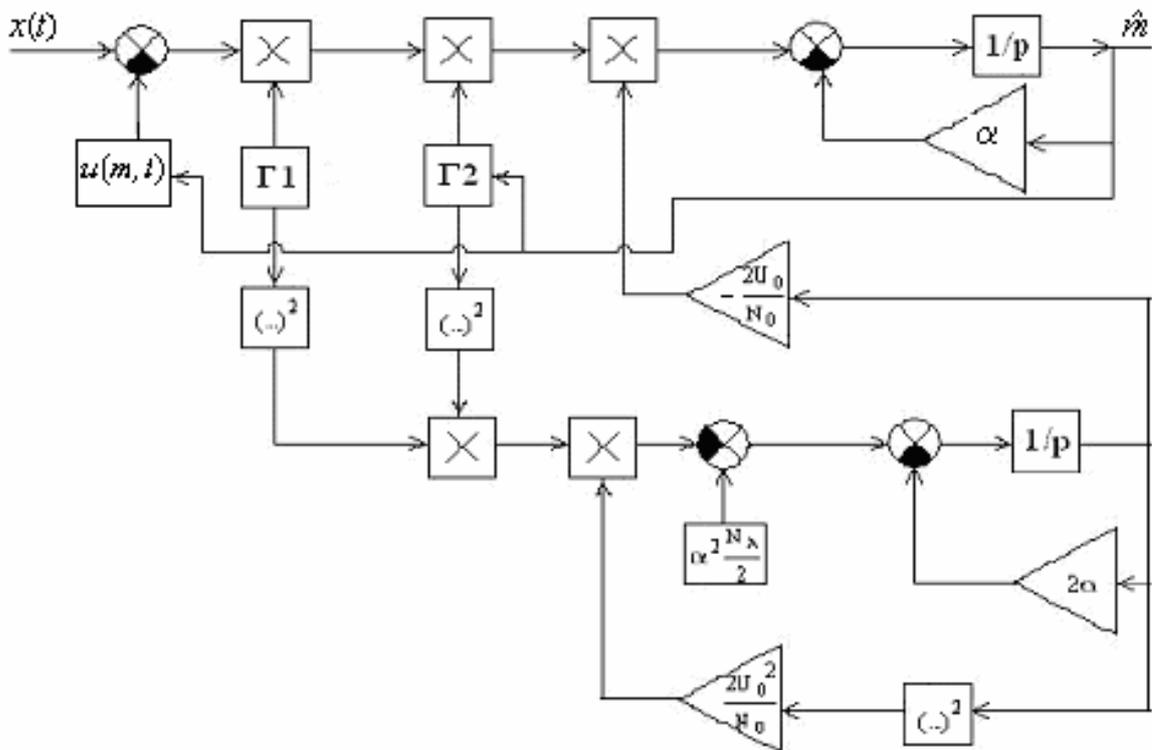
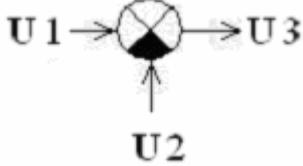
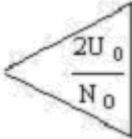


Рис. 13. Структурная схема устройства оптимальной нелинейной фильтрации параметра  $m$

В этой схеме генератор  $u(m, t)$ , используя текущее значение  $\hat{m}$  и точно известные значения остальных параметров, вырабатывает опорный сигнал

$$u(\hat{m}, t) = U_0 \cos[\omega t + \hat{m} \sin(\Omega t + \Phi) + \varphi].$$

Генераторы Г1 и Г2 вырабатывает опорные сигналы  $\sin(\Omega t + \Phi)$  и  $\sin(\omega_0 t + \hat{m} \cdot \sin(\Omega t + \Phi) + \varphi)$  соответственно. Остальные элементы структурной схемы выполняют функции, показанные в таблице.

Условное обозначение элемента	Функциональное назначение
	Сумматор с инверсным входом, $U_3=U_1-U_2$
	Интегратор
	Перемножитель
	Нелинейный элемент с квадратичной характеристикой
	Усилитель

Видно, что схема состоит из двух контуров слежения: контура слежения за текущим значением параметра  $m$  и контура слежения за дисперсией оценки параметра. Поскольку реализовать такую двухпетлевую следящую систему довольно сложно, можно применить часто используемое на практике приближение: исключить второе уравнение и заменить в первом  $D_m(t)$  постоянным значением  $\sigma_m^2$ . В этом случае уравнение фильтрации примет вид:

$$\frac{d\hat{m}}{dt} = -\alpha \cdot \hat{m} - \sigma_m^2 \frac{2U_0}{N_0} \sin(\Omega t + \Phi) \sin(\omega_0 t + m \sin(\Omega t + \Phi) + \varphi) \{x(t) - U_0 \cos[\omega_0 t + \hat{m} \sin(\Omega t + \Phi) + \varphi]\} \quad (10)$$

Структурная схема упрощенной одноконтурной следящей системы представлена на рис. 14.

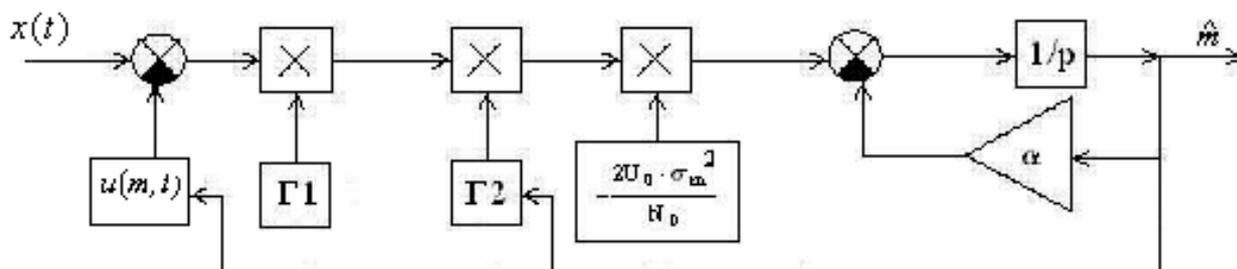


Рис. 14. Структурная схема одноконтурной следящей системы

Работа синтезированной двухконтурной схемы была промоделирована на ЭВМ. Формируемая смесь сигнала и шума (1) поступала на вход алгоритма слежения, в который была заложена априорная информация о неинформационных параметрах сигнала ( $\omega_0 T_d = 2\pi 0,05$ ,  $\Omega T_d = 2\pi 0,0025$ ), ожидаемом отношении сигнал-шум ( $U/\sigma = 0,2$ ) и о статистических характеристиках информационного параметра: ширине  $\alpha$  спектра процесса  $m(t)$  ( $\alpha = 0,002/T_d$ ) и спектральной плотности  $N\chi$  гауссова «формирующего» шума  $\chi(t)$  ( $N\chi = 600 T_d$ ). На рис. 15 приведен график изменения во времени параметра  $m$ , который моделировался путем добавления к модели случайных «блужданий» (7) детерминированного тренда  $m_{cp}(t) = 5 + 5 \sin^2(2\pi t/4T)$ , описывающего нарастание средней амплитуды виброколебаний в процессе времени наблюдения. Временная диаграмма сигнала ЛДВ с указанными параметрами приведена на рис. 16. На рис. 17 показаны графики зависимости от времени параметра  $m(t)$  и его оценки  $\hat{m}(t)$ , вырабатываемой следящей системой. СКО абсолютной погрешности слежения составило в данном случае  $\sigma_m = 0,47$ . На рис. 18 приведен начальный участок графика, показывающий процесс «захвата» следящей системой текущего значения информационного параметра.

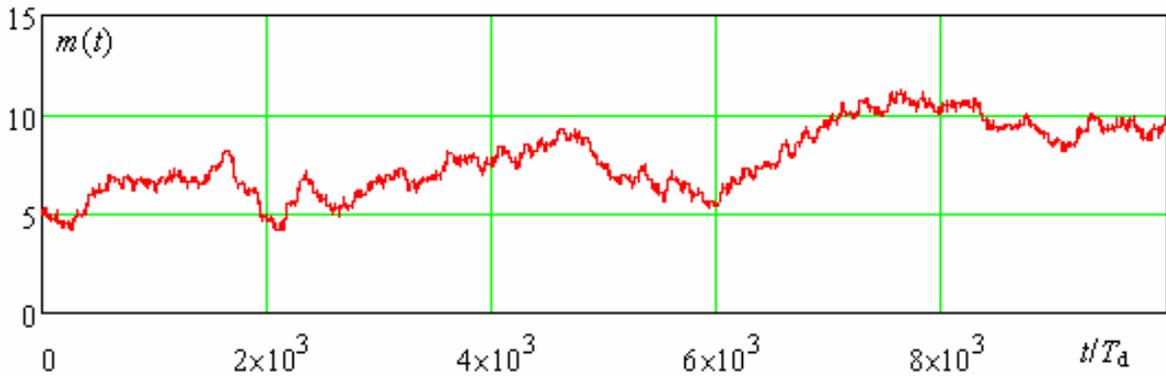


Рис. 15. График изменения во времени параметра  $m$

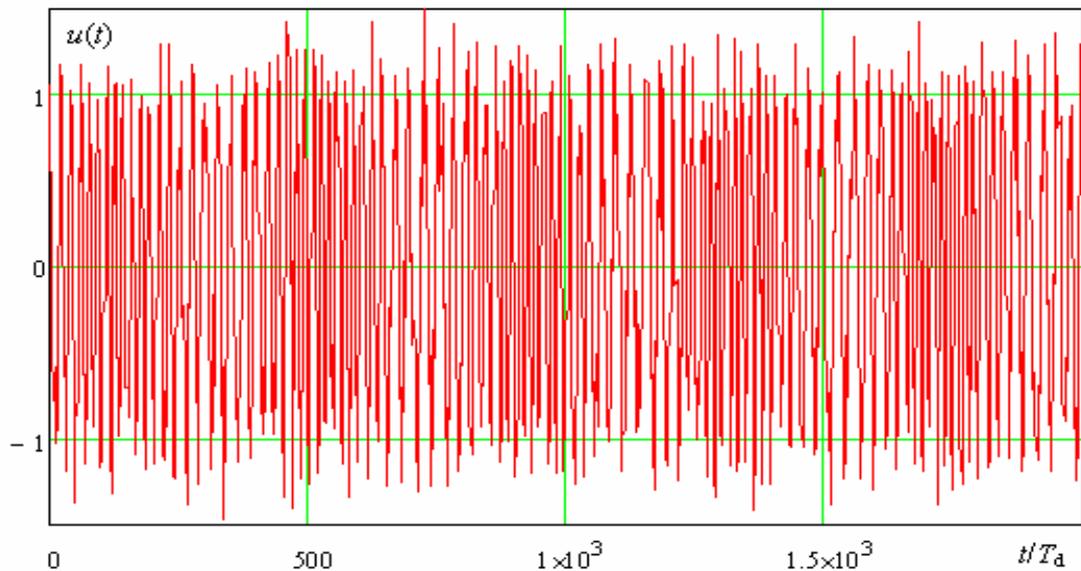


Рис. 16. Временная диаграмма математической модели сигнала ЛДВ для  $U/\sigma=0,2$

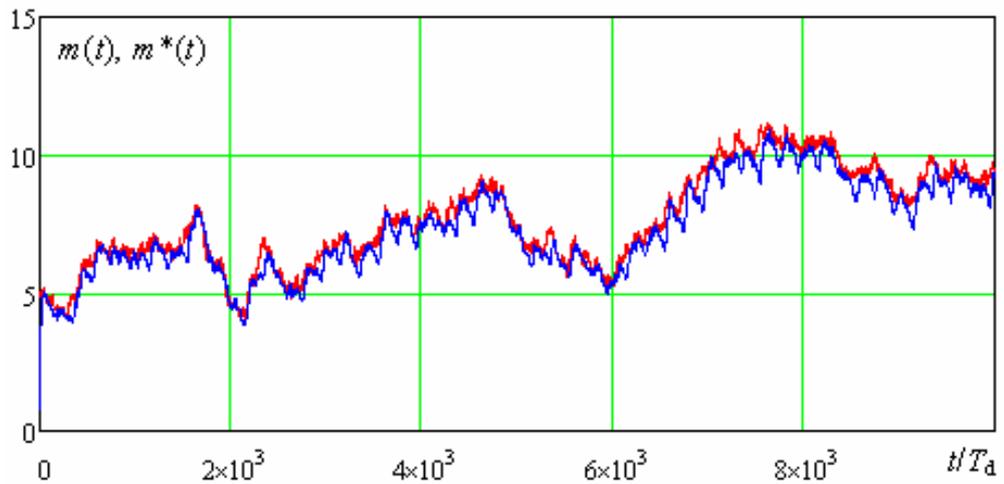


Рис. 17. Временные диаграммы параметра  $m(t)$  и его оценки  $\hat{m}(t)$  для  $U/\sigma = 0,2$   
 ( $m(t)$  – кривая красного цвета,  $\hat{m}(t)$  – кривая синего цвета)

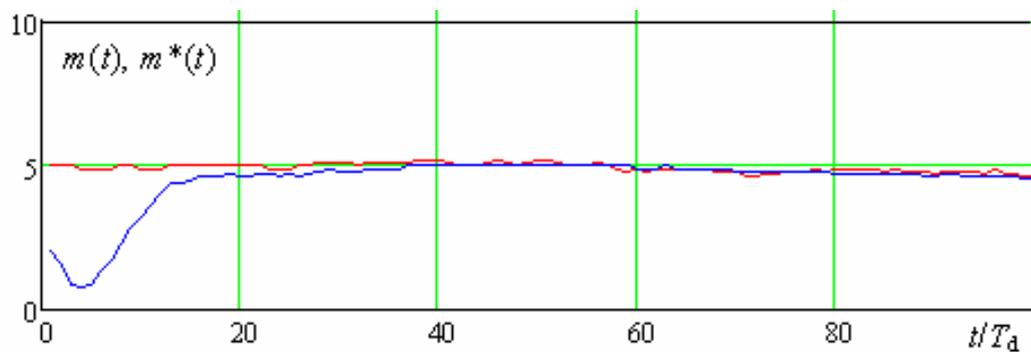


Рис. 18. Временные диаграммы параметра  $m(t)$  и его оценки  $\hat{m}(t)$  на участке «захвата»  
 ( $m(t)$  – кривая красного цвета,  $\hat{m}(t)$  – кривая синего цвета)

Ошибка слежения, время захвата и вероятность срыва слежения зависят от точности априорных оценок и текущего отношения сигнал-шум. На рис. 19 приведена временная диаграмма модели смеси сигнала с вышеуказанными параметрами и шума для отношения сигнал-шум  $U/\sigma = 1$ . Графики зависимости от времени параметра  $m(t)$  и его оценки  $\hat{m}(t)$  приведены на рис. 20. Для этого случая СКО абсолютной погрешности слежения составило  $\sigma_m = 0,77$ . Из графика видно, что даже при таком малом отношении сигнал-шум обеспечивается устойчивое слежение с погрешностью, которая может оказаться приемлемой для ряда практических приложений.

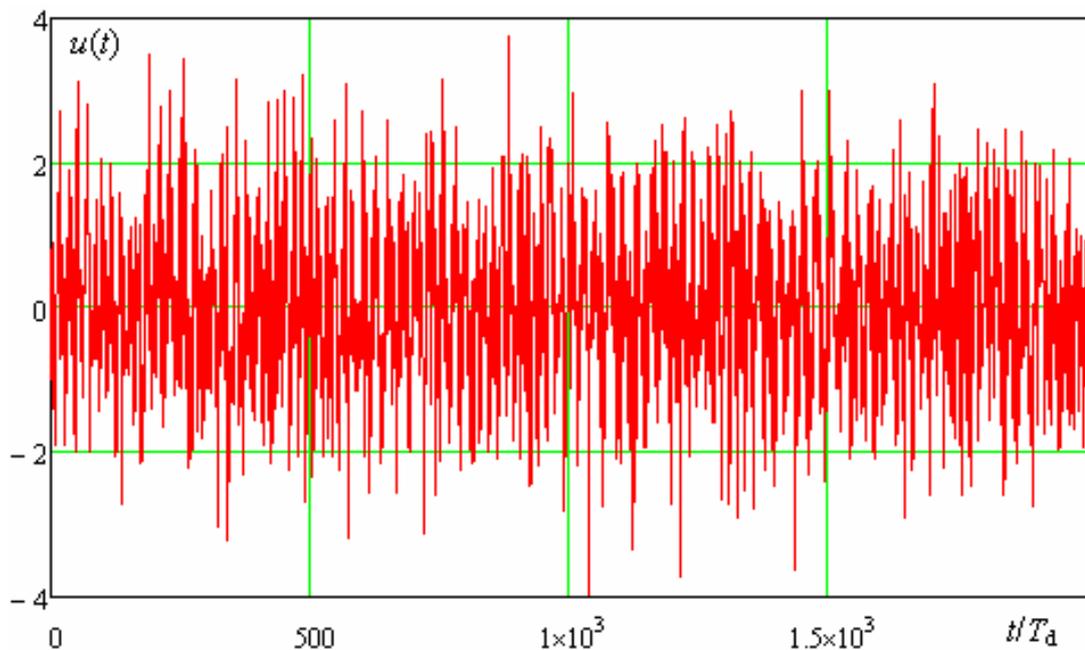


Рис. 19. Временная диаграмма математической модели сигнала ЛДВ для  $U/\sigma=1$

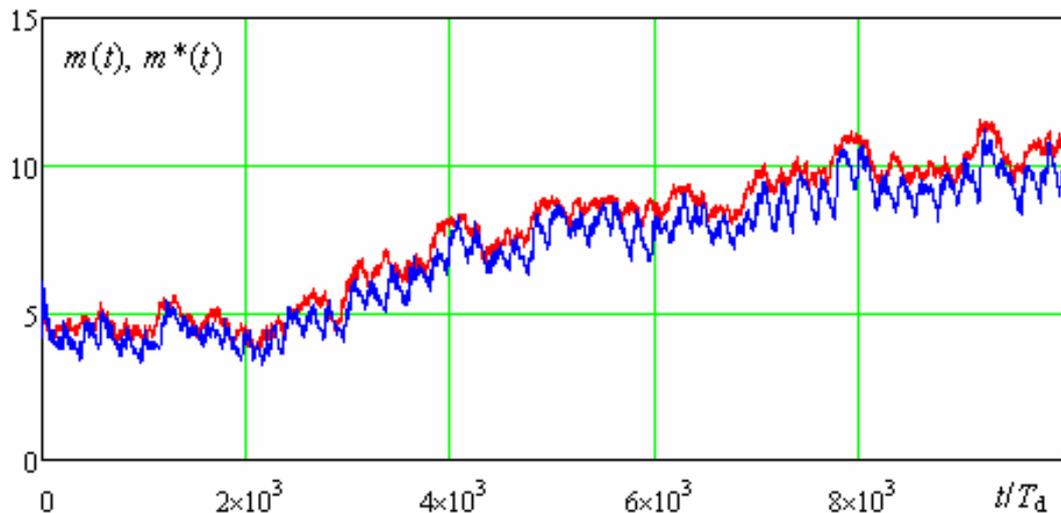


Рис. 20. Временные диаграммы параметра  $m(t)$  и его оценки  $\hat{m}(t)$  для  $U/\sigma=1$   
 $(m(t)$  – кривая красного цвета,  $\hat{m}(t)$  – кривая синего цвета)

## ВЫВОДЫ

Анализ результатов тестирования алгоритмов оптимального оценивания информационного параметра сигнала ЛДВ показывает, что синтезированные алгоритмы обеспечивают высокую точность оценок при фиксированной постоянной амплитуде виброколебаний и устойчивое слежение за меняющейся амплитудой при малом отношении сигнал-шум.

При малой относительной амплитуде виброколебаний ( $L/\Lambda \approx 0,04$ ) и отношении сигнал-шум  $U_0/\sigma = 5$  относительная погрешность оценки постоянного значения амплитуды составила  $\delta=0,3$  %. При увеличении амплитуды приблизительно на порядок ( $L/\Lambda \approx 0,3$ ) наблюдалось пропорциональное уменьшение относительной погрешности оценивания ( $\delta = 0,03$  %). Методическая погрешность алгоритма, возникающая вследствие непостоянства фазы сигнала ЛДВ на периоде частоты гетеродина, оказывается малой уже при отношении  $\omega_0/\Omega \approx 10$ , что может быть легко выполнено на практике.

Тестирование упрощенных алгоритмов нелинейной фильтрации индекса частотной модуляции сигнала ЛДВ показало, что при наличии точных оценок неинформационных параметров сигнала можно обеспечить устойчивое слежение за меняющейся амплитудой виброколебаний даже в том случае, когда отношение сигнал-шум составляет 0 дБ. При этом схема отслеживает не только случайные «блуждания», но и значительные детерминированные отклонения параметра  $m$  от среднего значения (тренды), что может быть использовано для анализа нестационарного поведения амплитуды виброколебаний (например на участках «разгона» двигателей, турбин и проч.).

Для полной характеристики найденных алгоритмов, а также синтеза системы фильтрации с оценкой всех неинформационных параметров необходимо провести дополнительные исследования.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Застрогин Ю.Ф.** и др. Лазерные приборы вибрационного контроля и точного позиционирования. – М.: Машиностроение. 1995. – 320с
2. **O. Erne, C. Guist, H. Bode, A. Ettemeyer:** 3D-ESPI for Vibration Analysis on Catalytic Converters, Dantec Dynamics Application report.
3. **Павленко Ю.Ф., Шпаньон П.А.** Измерение параметров частотно-модулированных колебаний. – М.: Радио и связь, 1986. – 207с.
4. **Гречихин В.А.** Потенциальная точность оценки индекса модуляции сигнала с гармонической частотной модуляцией // Радиотехника, 2009, № 1. С.29-35.
5. **Перов А.И.** Статистическая теория радиотехнических систем. Учеб. пособие для вузов. – М.: Радиотехника, 2003, 400 с.

V.A.Grechikhin

*Moscow Power Engineering Institute (Technical University), Russia*

## OPTIMAL PROCESSING OF THE LASER DOPPLER VIBROMETER SIGNALS

*Two methods for optimal processing of laser Doppler vibrometer (LDV) signal are considered. The structure of the device of optimal nonlinear filtering of the parameter, associated with the oscillations amplitude, is found. The characteristics of a simplified filtering algorithm are discussed. Under certain assumptions, the task of optimal estimation of the relative amplitude of oscillations is solved. The characteristics of the estimates are considered.*

LASER DOPPLER VIBROMETER, OPTIMAL ESTIMATION OF THE VIBRATION AMPLITUDE, METHOD OF OPTIMAL NONLINEAR FILTERING