

ОПТИМИЗАЦИЯ УСТРОЙСТВА ОБНАРУЖЕНИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ ПОДВОДНОГО ШУМОИЗЛУЧЕНИЯ МОРСКИХ СУДОВ

© 2013 г. А. И. Машошин

ОАО “Концерн “ЦНИИ “Электронприбор”
197046 С.-Петербург, ул. Малая Посадская 30

E-mail: amashoshin@eprib.ru

Поступила в редакцию 23.01.2012 г.

Описываются результаты оптимизации устройства обнаружения и измерения параметров модуляции широкополосных шумов морских судов, обусловленной вращением гребного винта в кавитационном режиме и качкой на волнении. Приводится описание программной реализации данного устройства.

Ключевые слова: классификация подводных объектов, модель амплитудной модуляции широкополосных шумов, частота вращения гребного винта, частота качки на волнении.

DOI: 10.7868/S0320791913030106

ВВЕДЕНИЕ

Амплитудная модуляция (АМ) подводного шумоизлучения морских судов широко используется на практике для их классификации [1–15]. На основе анализа параметров АМ могут быть определены: тип судна, его водоизмещение, тип движителя, количество гребных валов, количество лопастей гребного винта, скорость хода, факт изменения курса либо скорости судна. Первые работы, посвященные АМ подводного шумоизлучения морских судов, появились в начале 60-х годов прошлого века практически одновременно в нашей стране и за рубежом. В англоязычной литературе алгоритмы обнаружения и измерения параметров АМ получили название Detection Envelope Modulation On Noise или сокращенно DEMON [4].

Поскольку наибольший интерес классификация морских объектов представляет на дистанциях, близких к дистанциям их обнаружения (т.е. при малых значениях отношения сигнал/помеха), актуальным является оптимизация устройства обнаружения и измерения параметров АМ шумоизлучения морских судов, обеспечивающая получение результата при предельно малых отношениях сигнал/помеха (ОСП). В работе излагаются результаты такой оптимизации, базирующиеся на модели АМ шумоизлучения морских судов, экспериментально обоснованной в работе [6].

МОДЕЛЬ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ ПОДВОДНОГО ШУМОИЗЛУЧЕНИЯ МОРСКИХ СУДОВ

Приведем основные характеристики модели АМ подводного шумоизлучения морских судов.

Подводные шумы морских судов подвержены двум видам модуляции:

– вально-лопастной модуляции (ВЛМ), обусловленной 2 причинами:

- кавитацией, возникающей на гребном винте при его вращении на сверхкритической скорости, что характерно для надводных кораблей и судов (главная причина);

- вибрацией корпуса судна с частотой вращения гребного вала;

– модуляции качкой (МК), обусловленной качкой судна на волнении и, как следствие, периодическим изменением погруженной в воду части судна.

Остановимся на характеристиках ВЛМ.

1) ВЛМ проявляется в спектре амплитудной огибающей (АО) шума судна в виде образующих вально-лопастной звукоряд (ВЛЗР) узкополосных составляющих (гармоник) на частоте вращения вала и кратных ей частотах (рис. 1). Частоты вращения вала морских судов составляют единицы герц. ВЛЗР в спектре АО может простираться до 20–30 Гц и выше. В силу особенностей излучения и многолучевого распространения в водной среде в ВЛЗР может отсутствовать часть гармоник, в том числе и первых (рис. 2).

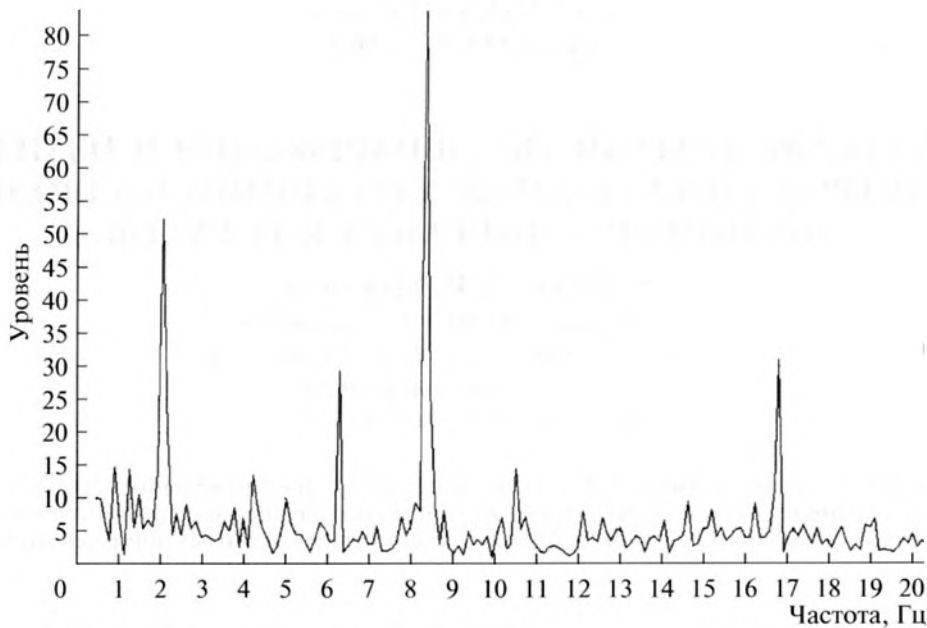


Рис. 1. Спектр амплитудной огибающей шума морского судна, движимого 4-лопастным винтом, вращающимся со скоростью 2.1 Гц. Вальная гармоника ВЛЗР имеет частоту 2.1 Гц, лопастная – 8.4 Гц. ВЛЗР простирается до частоты 16.8 Гц.

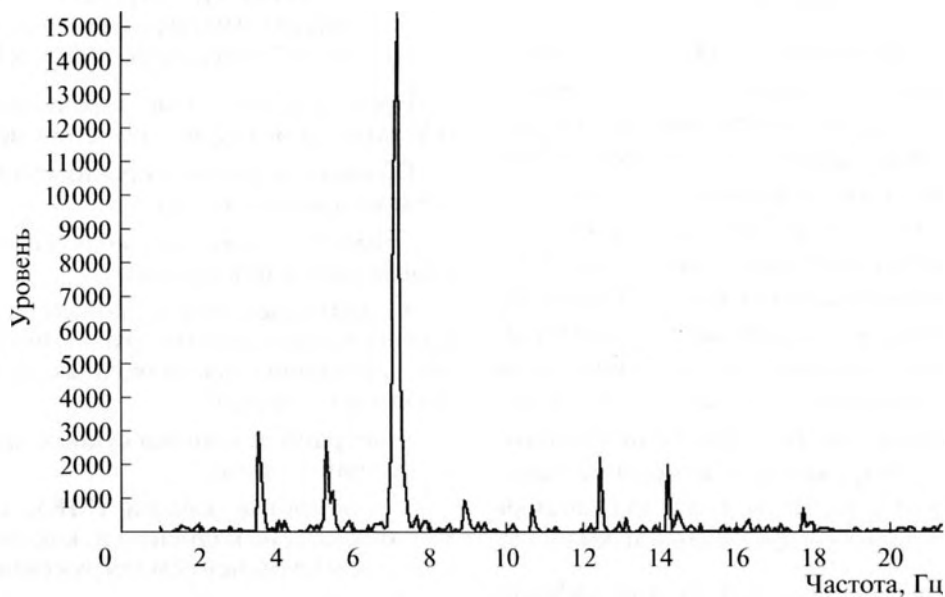


Рис. 2. Спектр амплитудной огибающей шума морского судна, движимого 4-лопастным винтом, вращающимся со скоростью 1.8 Гц. Вальная гармоника на частоте 1.8 Гц в ВЛЗР отсутствует, лопастная гармоника имеет частоту 7.2 Гц. ВЛЗР простирается до частоты 14.4 Гц.

2) Вально-лопастной модуляцией промодулированы (причем синфазно) все частоты звукового диапазона шумов морских судов (исследовался диапазон частот от 50 Гц до 10 кГц). При этом для каждого конкретного судна коэффициент модуляции (КМ) гармоник ВЛЗР $k_{\text{ВЛМ}}(f)$ распределен по спектру шума неравномерно, образуя так

называемые кавитационные максимумы. Однако закономерности положения этих максимумов у разных судов выявить не удалось. Более того, если усреднить зависимости $k_{\text{ВЛМ}}(f)$ для большого числа (более сотни) судов, то получается практически равномерная зависимость, не зависящая от частоты.

3) Гармоники ВЛЗР имеют разные КМ. Соотношение между КМ разных гармоник зависит от конструкции судна и типа движителя. Как правило, наибольший КМ имеет гармоника (называемая вальной), соответствующая частоте вращения гребного вала, и гармоника (называемая лопастной), частота которой равна произведению частоты вращения гребного вала на количество лопастей гребного винта. КМ наибольшей по амплитуде гармоники ВЛЗР с вероятностью 0.95 лежит в интервале 0...0.15, отдельные выбросы достигают величины 0.4. Распределение этого КМ подчиняется ограниченному ($k_{ВЛМ_i}(f) \geq 0$) нормальному закону с математическим ожиданием (МО) 0.06 и среднеквадратическим отклонением (СКО) 0.035.

4) Ширина гармоник ВЛЗР пропорциональна номеру гармоники. МО и СКО ширины первой (вальной) гармоники ВЛЗР зависит от волнения моря в соответствии с эмпирическими формулами

$$M \left\{ \frac{\Delta F_{ВЛМ_i}}{F_{ВЛМ_i}} \right\} = (3 + 0.25W^3) \times 10^{-3}$$

$$\sigma \left\{ \frac{\Delta F_{ВЛМ_i}}{F_{ВЛМ_i}} \right\} = \max[2.5; 2.5 + 5(W - 2)] \times 10^{-3},$$

где $F_{ВЛМ_i}$, $\Delta F_{ВЛМ_i}$ – средняя частота и ширина i -й гармоники, Гц; $M\{X\}$, $\sigma\{X\}$ – МО и СКО случайной величины X ; W – степень волнения моря, баллы.

5) Для обнаружения ВЛЗР используется устройство, структурная схема которого изображена на рис. 3.

6) Превышение i -й гармоники ВЛЗР над флюктуациями фоновой части спектра в окрестности этой гармоники, называемое выходным отношением сигнал/помеха (ОСП) $Q_{вых_i}$, соответствующим i -й гармонике, определяется по формуле

$$Q_{вых_i} = \frac{\sqrt{N_{СА}}}{\max(\Delta F_{СА}, \Delta F_{ВЛМ_i})} \times \frac{\left[\int_{f_n}^{f_n} H^2(f) k_{ВЛМ_i}(f) S_c(f) df \right]^2}{\int_{f_n}^{f_n} H^4(f) [S_c(f) + S_n(f)]^2 df}$$

где:

$S_c(f)$, $S_n(f)$ – энергетические спектры сигнала и помехи соответственно;

$H(f)$ – модуль амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) полосового фильтра (преселектора);

$\Delta F_{ВЛМ_i}$ – ширина i -й гармоники ВЛЗР;

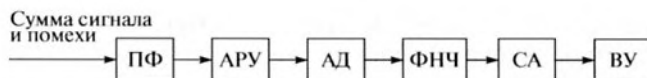


Рис. 3. Структурная схема устройства обнаружения ВЛЗР (ПФ – полосовой фильтр (преселектор), АРУ – устройство автоматической регулировки усиления, АД – амплитудный детектор, ФНЧ – фильтр нижних частот, СА – спектроанализатор, ВУ – вычислительное устройство).

f_n, f_v – нижняя и верхняя граничные частоты полосы частот шума, используемой для выделения АО;

$\Delta F_{СА}$ – частотное разрешение спектрального анализа АО;

$N_{СА}$ – число накоплений спектра АО.

Характеристики модуляции качкой (МК) во многом похожи на характеристики ВЛМ, за исключением:

1) МК проявляется в спектре АО шума судна в виде одного либо двух широкополосных максимумов на частотах, соответствующих бортовой либо килевой качке, либо той и другой одновременно. Гармоник эти максимумы не имеют. В зависимости от типа и тоннажа судна частота бортовой качки лежит в интервале 0.03...0.2 Гц, килевой – 0.12...0.4 Гц.

2) Ширина полосы частот модулирующего процесса в случае модуляции качкой лежит в интервале 0.01...0.12 Гц. Причем выявить зависимость ширины модулирующего процесса от волнения моря и типа судна не удалось.

3) Коэффициент модуляции шума судна вследствие качки существенно зависит от волнения моря и частоты несущей:

– при волнении моря 3...6 баллов частотные зависимости МО и СКО КМ имеют вид:

$$M_{МК}(f) = [9.5 + 15.5 \lg(f_{кГц})] \times 10^{-2},$$

$$\sigma_{МК}(f) = 0.05...0.07;$$

– в полосе частот несущей 0.5...8 кГц зависимости от волнения МО и СКО КМ имеют вид:

$$M_{МК}(W) = 0.043W,$$

$$\sigma_{МК}(W) = 0.04...0.06.$$

ОПТИМИЗАЦИЯ УСТРОЙСТВА ОБНАРУЖЕНИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ ПОДВОДНОГО ШУМОИЗЛУЧЕНИЯ МОРСКИХ СУДОВ

Оптимизацию устройства, структурная схема которого приведена на рис. 3, будем осуществлять применительно к измерению параметров ВЛМ по критерию максимума выходного ОСП гармоник ВЛЗР, определяемого формулой (2). Оптимиза-

цию устройства будем проводить путем оптимизации каждого его блока.

1) Полосовой фильтр

В ПФ оптимизации подлежат полоса частот шума $[f_n, f_b]$, в которой выделяется АМ, и АЧХ $H(f)$. Начнем с АЧХ. В формуле (2) от АЧХ зависит только второй сомножитель. Воспользуемся неравенством Коши—Буняковского (Коши—Шварца) [16]:

$$\left[\int_a^b A(x)B(x)dx \right]^2 \geq \left[\int_a^b A^2(x)dx \right] \left[\int_a^b B^2(x)dx \right]. \quad (5)$$

Причем равенство в (5) имеет место тогда и только тогда, когда

$$A(x) = pB(x), \quad x \in [a, b], \quad (6)$$

где p — константа, отличная от нуля.

Применим неравенство (5) к числителю второго сомножителя в формуле (2):

$$\begin{aligned} & \left[\int_{f_n}^{f_b} H^2(f) k_{\text{ВЛМ}_i}(f) S_c(f) df \right]^2 = \\ & = \left[\int_{f_n}^{f_b} H^2(f) [S_c(f) + S_n(f)] \times \right. \\ & \left. \times k_{\text{ВЛМ}_i}(f) \frac{S_c(f)}{S_c(f) + S_n(f)} df \right]^2 \geq \\ & \geq \int_{f_n}^{f_b} H^4(f) [S_c(f) + S_n(f)]^2 df \times \\ & \times \int_{f_n}^{f_b} k_{\text{ВЛМ}_i}^2(f) \frac{[S_c(f)]^2}{[S_c(f) + S_n(f)]^2} df. \end{aligned} \quad (7)$$

Подставляя неравенство (7) в числитель второго сомножителя формулы (2), получим:

$$\begin{aligned} & \frac{\left[\int_{f_n}^{f_b} H^2(f) k_{\text{ВЛМ}_i}(f) S_c(f) df \right]^2}{\int_{f_n}^{f_b} H^4(f) [S_c(f) + S_n(f)]^2 df} \geq \\ & \geq \int_{f_n}^{f_b} k_{\text{ВЛМ}_i}^2(f) \frac{[S_c(f)]^2}{[S_c(f) + S_n(f)]^2} df. \end{aligned} \quad (8)$$

Причем равенство в (8) имеет место при

$$H^2(f) [S_c(f) + S_n(f)] = p k_{\text{ВЛМ}_i}(f) \frac{S_c(f)}{S_c(f) + S_n(f)} \quad (9)$$

или

$$H^2(f) = p k_{\text{ВЛМ}_i}(f) \frac{S_c(f)}{[S_c(f) + S_n(f)]^2}. \quad (10)$$

Учитывая, что закономерности распределения коэффициента модуляции от частоты не выявлено, естественно предположить, что

$$k_{\text{ВЛМ}_i}(f) = k_{\text{ВЛМ}_i}. \quad (11)$$

Тогда формула (10) окончательно примет вид:

$$H^2(f) = p \frac{S_c(f)}{[S_c(f) + S_n(f)]^2}. \quad (12)$$

Из анализа формулы (12) следует, что при выделении амплитудной модуляции сигнал несущей является как полезным фактором (находясь в числителе), так и помехой (располагаясь в знаменателе).

Подставляя (8) с учетом (11) в формулу (2) и вводя обозначение

$$q_{\text{вх}}(f) = \frac{S_c(f)}{S_n(f)}, \quad (13)$$

где $q_{\text{вх}}(f)$ — входное ОСП на частоте f , получим:

$$\begin{aligned} Q_{\text{вых/мах}_i} &= \\ &= \frac{\sqrt{N_{\text{CA}}}}{\max(\Delta F_{\text{CA}}, \Delta F_{\text{ВЛМ}_i})} k_{\text{ВЛМ}_i}^2 \int_{f_n}^{f_b} \frac{[q_{\text{вх}}(f)]^2}{[q_{\text{вх}}(f) + 1]^2} df. \end{aligned} \quad (14)$$

Заметим, что формула (14) справедлива, если АЧХ полосового фильтра определяется по формуле (12). Также заметим, что последний сомножитель в правой части формулы (14) с уменьшением входного ОСП стремится к нулю, а с увеличением входного ОСП — к пределу, равному $\Delta f = f_b - f_n$.

Что касается оптимизации полосы частот шума $[f_n, f_b]$, в которой выделяется АМ, то из рассмотрения последнего сомножителя в правой части формулы (14) следует, что поскольку подынтегральное выражение не отрицательно, то с расширением полосы частот $[f_n, f_b]$ интеграл монотонно возрастает (точнее, не убывает). Из чего следует, что при выполнении условия (12) в качестве полосы частот шума, в которой выделяется АМ, следует использовать всю полосу частот приемного тракта.

2) Автоматическая регулировка усиления

АРУ важна при выделении вально-лопастной модуляции в присутствии модуляции качкой. При сильной качке (период которой достигает 30 с) обусловленные ею флюктуации сигнала создают пьедестал для вально-лопастных флюктуаций. По тому последовательные спектры амплитудной огибающей, вычисляемые в интересах выделения ВЛМ и имею ие длительность менее 10 с, имеют су ественно отличаю иеся уровни. В результате их усреднение (накопление) осу евляется не ффективно. Ввиду того до выделения ВЛМ от флюктуаций сигнала, обусловленных качкой,

нужно избавиться. Эту задачу решает АРУ. Т.е. АРУ должна сглаживать низкочастотные (менее 1 Гц) флюктуации уровня входного шума в полосе $[f_{\text{н}}, f_{\text{в}}]$.

3) Амплитудный детектор

Из работы [17] известно, что, если сравнивать квадратичный, однополупериодный и двухполупериодный линейные детекторы, то некоторое преимущество (не более 0.5 дБ) имеет последний, реализующий алгоритм

$$u_{\text{вых}}(t) = |u_{\text{вх}}(t)|, \quad (15)$$

где $u_{\text{вх}}(t)$, $u_{\text{вых}}(t)$ – входное и выходное напряжения АД соответственно.

4) Фильтр нижних частот

Поскольку за ФНЧ стоит спектроанализатор, ФНЧ должен обеспечивать выполнение условий теоремы Котельникова, т.е. подавлять частоты, превышающие верхнюю полезную частоту спектра АО. Для измерения параметров ВЛМ частота среза ФНЧ должна выбираться в интервале 20–30 Гц, для измерения параметров МК – 0.5–1 Гц.

5) Спектроанализатор

СА вычисляет энергетический спектр АО. Эффективность работы СА описывает первый множитель в правой части формулы (14). Для его максимизации нужно, с одной стороны, уменьшать частотное разрешение вычисляемого спектра $\Delta F_{\text{СА}}$, а с другой стороны, увеличивать число накоплений спектра $N_{\text{СА}}$. Однако и то, и другое ведет к увеличению времени спектрального анализа, которое на практике имеет некий разумный предел. Если обозначить этот предел $T_{\text{СА}/\text{max}}$ и учесть, что

$$N_{\text{СА}} = T_{\text{СА}/\text{max}} \Delta F_{\text{СА}}, \quad (16)$$

то из анализа первого множителя в правой части формулы (14) следует, что его максимум достигается при

$$\Delta F_{\text{СА}} = \Delta F_{\text{ВЛМ}_i} \quad (17)$$

и он равен

$$\sqrt{\frac{T_{\text{СА}/\text{max}}}{\Delta F_{\text{ВЛМ}_i}}}. \quad (18)$$

Подставляя формулу (18) в формулу (14), получим

$$Q_{\text{вых}/\text{max}_i} = \sqrt{\frac{T_{\text{СА}/\text{max}}}{\Delta F_{\text{ВЛМ}_i}}} k_{\text{ВЛМ}_i}^2 \int_{f_{\text{н}}}^{f_{\text{в}}} \frac{[q_{\text{вх}}(f)]^2}{[q_{\text{вх}}(f) + 1]^2} df. \quad (19)$$

При малых ОСП ($q_{\text{вх}}(f) \ll 1$), представляющих наибольший практический интерес, формула (19) принимает вид

$$\begin{aligned} Q_{\text{вых}/\text{max}_i} &= \sqrt{T_{\text{СА}/\text{max}} \Delta F_{\text{ВЛМ}_i}} \frac{\Delta f}{\Delta F_{\text{ВЛМ}_i}} k_{\text{ВЛМ}_i}^2 Q_{\text{вх}}^2 = \\ &= \sqrt{N_{\text{СА}}} \frac{\Delta f}{\Delta F_{\text{ВЛМ}_i}} k_{\text{ВЛМ}_i}^2 Q_{\text{вх}}^2, \end{aligned} \quad (20)$$

где $Q_{\text{вх}}$ – входное ОСП в полосе $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$, определяемое по формуле

$$Q_{\text{вх}}^2 = \frac{1}{\Delta f} \int_{f_{\text{н}}}^{f_{\text{в}}} [q_{\text{вх}}(f)]^2 df. \quad (21)$$

6) Вычислительное устройство

В ВУ на программном уровне реализуется:

– обнаружение в вычисленном накопленном спектре АО гармоник ВЛЗР и измерение их параметров (средней частоты, полосы и выходного ОСП);

– определение с использованием параметров гармоник ВЛЗР частоты вращения гребного вала, количества лопастей гребного винта и ряда других параметров.

Описание соответствующих алгоритмов выходит за рамки настоящей работы.

Оптимизация устройства, структурная схема которого изображена на рис. 3, для измерения параметров модуляции качкой осуществляется аналогично с учетом параметров модели МК. АРУ в этом случае применять не обязательно.

На рис. 4 приведены рассчитанные по формуле (20) графики зависимости выходного ОСП от входного ОСП. Параметром графиков является отношение додетекторной и последдетекторной полос $\frac{\Delta f}{\Delta F_{\text{ВЛМ}_i}}$. Графики посчитаны при значениях остальных параметров, характерных для случая измерения параметров ВЛМ:

– количество накоплений спектра $N_{\text{СА}} = T_{\text{СА}/\text{max}} \Delta F_{\text{ВЛМ}_i} = 10$;

– коэффициент модуляции $k_{\text{ВЛМ}_i} = 0.06$.

Из рассмотрения рис. 4 следует, что если в качестве порогового значения выходного ОСП для обнаружения гармоник ВЛЗР принять 6 дБ, то для обнаружения ВЛМ при входном ОСП –15 дБ (что соответствует порогу обнаружения шумящего объекта) отношение $\frac{\Delta f}{\Delta F_{\text{ВЛМ}_i}}$ должно быть не менее 16000.

На рис. 5 приведены зависимости, аналогичные рис. 4, но для случая измерения параметров МК (количество накоплений спектра $N_{\text{СА}} = 1$, коэффициент модуляции $k_{\text{МК}} = 0.15$).

Из рассмотрения рис. 5 следует, что для обнаружения МК при входном ОСП –15 дБ отношение $\frac{\Delta f}{\Delta F_{\text{ВЛМ}_i}}$ должно быть не менее 8000.

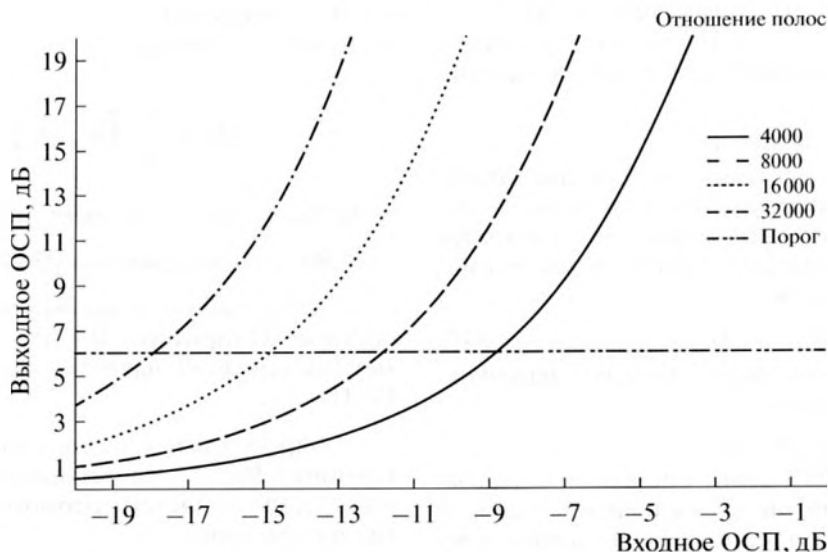


Рис. 4. Рассчитанные по формуле (20) графики зависимости выходного ОСП от входного ОСП для случая обнаружения вально-лопастной модуляции. Параметром графиков является отношение додетекторной и последетекторной полос шума.

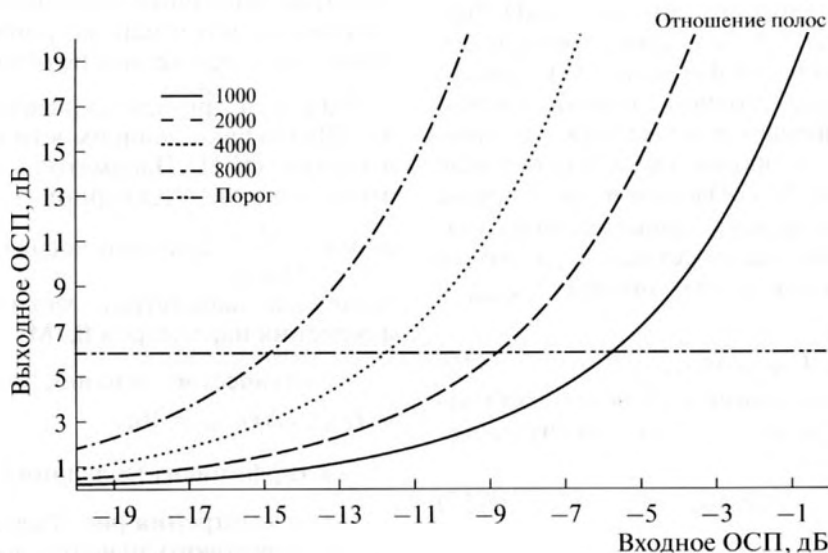


Рис. 5. Рассчитанные по формуле (20) графики зависимости выходного ОСП от входного ОСП для случая обнаружения модуляции качкой. Параметром графиков является отношение додетекторной и последетекторной полос шума.

ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ УСТРОЙСТВА ОБНАРУЖЕНИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛЯЦИИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ШУМОВ МОРСКИХ СУДОВ

Ниже приводится алгоритм программной реализации устройства, структурная схема которого изображена на рис. 3, с учетом его оптимизации, описанной в предыдущем разделе.

Алгоритм реализуется за 8 шагов.

1) При помощи быстрого преобразования Фурье (БПФ) на it -м интервале времени вычисляется энергетический спектр входной смеси сигнала и помехи $\hat{S}_{if,it}$, где if – порядковый номер спектрального отсчета. Частота дискретизации входного сигнала $f_{\text{д}}$ выбирается из условия теоремы Котельникова для спектра несущей $f_{\text{д}} > 2f_{\text{В/НЕС}}$, где $f_{\text{В/НЕС}}$ – верхняя частота полосы пропускания приемного тракта. Частотное разрешение $\Delta f_{\text{нес}}$ вычисляемого спектра $\hat{S}_{if,it}$ определяется из условия теоремы Котельникова для спектра АО $\Delta f_{\text{нес}} > 2F_{\text{В/АО}}$,

где $F_{B/AO}$ – верхняя частота модулирующего процесса (20–30 Гц для ВЛМ и 0.5 Гц для МК).

2) Выполняется суммирование частотных составляющих вычисленного спектра в выбранной полосе частот $[f_n, f_b]$:

$$\hat{U}_{it} = \sum_{if} H_{if}^2 \cdot \hat{S}_{if,it}, \quad (22)$$

где частотный фильтр H_{if}^2 вычисляется по формуле (12), в которую подставляется измеренный спектр помехи $S_{n/if}$ и ожидаемый спектр сигнала $S_{c/if}$.

Результатом суммирования является соответствующий it -му интервалу времени отсчет амплитудной огибающей (АО) входного сигнала \hat{U}_{it} .

3) Путем повторения шагов 1 и 2 накапливается $Nt_{AO} = 2^{\left\lceil \lg_2 \frac{N_{\text{нес}}}{\Delta f_{\text{ВЛМ}}} + 0.5 \right\rceil}$ отсчетов АО. $\langle x \rangle$ символизирует операцию вычисления целого числа, не превосходящего x .

4) Путем нормировки накопленных отсчетов на их средний уровень выполняется АРУ:

$$\tilde{U}_{it} = \frac{\hat{U}_{it}}{\sqrt{\sum_{j=1}^{Nt_{AO}} \hat{U}_j^2}}, \quad it = 1, \dots, Nt_{AO}. \quad (23)$$

5) При помощи БПФ с использованием Nt_{AO} нормированных отсчетов АО \tilde{U}_{it} вычисляется is -я реализация спектра АО $Sao_{iF, is}$.

6) Путем повторения шагов 1–5 N_{AO} раз вычисляется реализация спектра АО $Sao_{iF, is}$.

7) Выполняется накопление N_{AO} спектров АО:

$$\tilde{Sao}_{iF} = \frac{\sum_{is=1}^{N_{AO}} Sao_{iF, is}}{N_{AO}}. \quad (24)$$

8) Вычисленный накопленный спектр АО \tilde{Sao}_{iF} используется для обнаружения и измерения параметров гармоник ВЛЗР либо дискретных составляющих, обусловленных МК.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проекты №№ 11-08-01097-а и 12-08-00511-а).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Tuteur F.B.* Detection of wide-band signals modulated by a low-frequency sinusoid – Processing of Data from Sonar Systems, Ed. R.A. MacDonald et al., Appendix A-4, Yale University, New Haven, Conn. USA. 1963. AD-420575.
2. *D'Assupcao H.A.* Theoretical assessment of DEMON performance, Technical Memorandum WRE-CPD-TM-169, 1970. <http://dSPACE.dsto.defence.gov.au/dSPACE/handle/1947/9119>
3. *Rajagopal R., Sankaranarayanan B., Ramakrishna Rao P.* Target classification in a passive sonar – an expert system approach // Speech Processing. 1990. V. 5. P. 2911–2914.
4. *Nielsen R.O.* Sonar Signal Processing. Artech House Inc., Northwood, MA. 1991.
5. *Kummert A.* Fuzzy technology implemented in sonar systems // IEEE J. Oceanic Engineering. 1993. V. 18. № 4. P. 483–490.
6. *Кудрявцев А.А., Лугинец К.П., Маиошин А.И.* Об амплитудной модуляции подводного шумоизлучения гражданских судов // Акуст. журн. 2003. Т. 49. № 2. С. 224–228.
7. *Гельман Л.М.* Вычисление отношений сигнал/шум на выходе детектора АМ сигналов // Радиотехника. 1981. Т. 36. № 1. С. 74–76.
8. *Stolkin R., Sutin A., Radhakrishnan S. et al.* Feature based passive acoustic detection of underwater threats // Photonics for Port and Harbor Security II. V. 6204 of Proceedings of SPIE. 2006. P. 40–49.
9. *Li S., Yang D.* DEMON feature extraction of acoustic vector signal based on 3/2-D spectrum // Proceedings of the 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). Harbin. 2007. P. 2239–2243.
10. *Fillinger L., Sutin A., Sedunov A.* Cross-correlation of ship noise for water traffic monitoring. Tech. Rep., Acoustical Society of America, 158th Meeting Lay Language Papers. 2009. <http://www.acoustics.org/press/158th/fillinger.htm>
11. *Bao F., Wang X., Tao Z., Wang Q., Du S.* Adaptive extraction of modulation for cavitation noise // J. Acoust. Soc. Am. 2009. V. 126. № 6. P. 3106–3113.
12. *Sutin A., Bunin B.* Acoustic research for port protection at the Stevens Maritime Security Laboratory // Proceedings of the 3rd International Conference and Exhibition on Underwater Acoustic Measurements: Technologies & Results, Nafplion, Greece. 2009.
13. *Sutin A., Bunin B., Sedunov A., Sedunov N., Fillinger L., Tsionskiy M., Bruno M. Stevens.* Passive Acoustic System for underwater surveillance – Proceedings of International Waterside Security Conference (WSS). 2010. Marina di Carrara. P. 1–6.
14. *Chung K.W., Sutin A., Sedunov A., Bruno M.* DEMON acoustic ship signature measurements in an urban harbor // Advances in Acoustics and Vibration. 2011, Article ID 952798, 13 p.
15. *Fillinger L., Sutin A., Sedunov A.* Acoustic ship signature measurements by cross-correlation method // J. Acoust. Soc. Am. 2011. V. 129. № 2. P. 774–778.
16. *Корн Г., Корн Т.* Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1977.
17. *Бунимович В.И.* Флюктуационные процессы в радиоприемных устройствах. М.: Сов. радио, 1951.