

УДК 621.3.013.62

С.С. Зельманов

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЫИГРЫША В ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЁМА АМ-СИГНАЛА РЕЗОНАНСНЫМ ФИЛЬТРОМ С УПРАВЛЯЕМЫМ ЗАТУХАНИЕМ

Рассматривается резонансная система с автоматически управляемым затуханием, в которой имеет место R-резонанс на боковых частотах АМ-сигнала, действующего на входе системы. Показано, что возможность регулировки уровня боковых колебаний спектра АМ-сигнала независимо от несущей позволяет довести коэффициент глубины модуляции АМ-сигнала до уровня 100 % на приеме. Использование резонансной системы с обратным управлением по затуханию может позволить повысить помехоустойчивость приёма АМ-сигнала или снизить мощность передатчика.

Управляемое затухание контура; R-резонанс; выигрыш в помехоустойчивости; обратное управление.

S.S. Zelmanov

THE DETERMINATION OF THE ADVANTAGE IN THE INTERFERENCE STABILITY OF THE AM-SIGNAL RECEPTION BY MEANS OF THE RESONANCE FILTER WITH CONTROLLED FADING

The subject of this article is the resonance system with automatic controlled fading in which there is R-resonance on side frequencies of AM-signal, acting on the system input. It is shown that the level regulation possibility of the side oscillations of AM-signal spectrum regardless of the carrier makes possible to bring the coefficient the modulation depth of AM-signal to 100% level on the reception. Usage of resonance system with inverse handle on fading presumes to raise AM-signal ability of reception of the Am-signal or to lower power of the sender.

Controlled fading of the contour; R-resonance; advantage in the interference stability; reverse control.

Исследованию возможностей различных видов резонансов в линейной системе обратным управлением посвящен ряд работ [1, 2]. В этих работах показана возможность абсолютного резонанса, R-резонанса, X-резонанса и условий их возникновения. При исследовании явления R-резонанса в системе с управляемым затуханием было определено условие компенсации резистивной части полного сопротивления контура на частотах боковых колебаний АМ-сигнала с гармонической модуляцией, действующего на входе системы. Показано, что в контуре на этих частотах имеет место явление R-резонанса. Схема управляемого резонансного контура, в котором может иметь место R-резонанс, представлена на рис. 1.

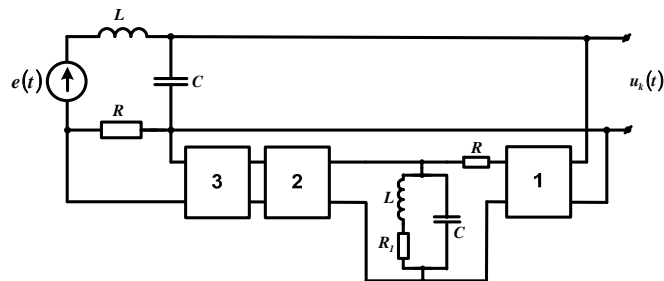


Рис. 1. Схема резонансного контура с управляемым затуханием
(1 – энергетический амплитудный детектор, RLC-2 – фазоинвертор,
3 – активный элемент)

Напряжение огибающей АМ-сигнала с выхода детектора 1 через цепь связи, имеющей вид параллельного контура, подается на фазоинвертор, напряжение с выхода которого управляет величиной активного элемента, влияющего на величину затухания входного резонансного контура.

Эквивалентное затухание системы $\alpha_{\mathcal{D}}$ должно изменяться по закону, связанному определенным образом с амплитудой ЭДС в системе.

При наличии модуляции уравнение системы будет иметь вид

$$\frac{d^2}{dt^2}(q_0 + q_1) + 2\Gamma(q_0 + q_1)\frac{d}{dt}(q_0 + q_1) + \omega_0^2(q_0 + q_1) = \frac{1}{L}[e_0(t) + e_1(t)], \quad (1)$$

где $[e_0(t) + e_1(t)] = E_0 \cos \omega_0 t + \underline{E}_m e^{j\Omega t} \cos \omega_0 t$.

Систему можно считать линейной, если считать приращения ЭДС ΔE_m при модуляции достаточно малыми. При этом достаточно малыми будут приращения напряжения на выходе системы ΔU_m . То же самое можно сказать об уровне q_1 по сравнению с q_0 , $\alpha_{\mathcal{D}} = \alpha_0 + \alpha_{\Delta}$, где α_{Δ} – приращение затухания системы.

Комплексная амплитуда отклонения амплитуды напряжения ЭДС $\Delta \underline{E}_{mk} = \underline{E}_m e^{j\Omega t}$. Ей соответствует на выходе системы отклонение амплитуды напряжения: $\Delta \underline{U}_{mk} = \frac{Q_m}{C} e^{j\Omega t}$. Их отношение $\underline{k}_A = \frac{\Delta \underline{U}_{mk}}{\Delta \underline{E}_{mk}} = \frac{Q_m}{\underline{E}_m C}$.

Решая уравнение системы, можно показать, что оно определяет переход от комплексной амплитуды гармонической составляющей отклонения амплитуды ЭДС к комплексной амплитуде гармонической составляющей отклонения амплитуды напряжения на контуре (или заряда) в виде соотношения (2):

$$\underline{k}_A(\Omega) = \frac{\omega_0}{2} \frac{1}{\left[\left(\alpha_0 + \frac{2k_y}{C} Q_0 \right) + j\Omega \right]}, \quad (2)$$

где $Q_0 = \frac{E_0}{2\alpha_0 \omega_0 L}$, $\underline{k}_y = k_{yR} + jk_{yx} = k_y e^{j \arctg \frac{k_{yx}}{k_{yR}}}$ коэффициент чувствительности

управляющего тракта. Зависимость $\underline{k}_A(\Omega)$ мы будем называть **эквивалентной амплитудно-частотной характеристикой (ЭАЧХ) системы** по отношению к малым гармоническим отклонениям амплитуды ЭДС. Выражение модуля ЭАЧХ системы может иметь различный характер в зависимости от вида схемы четырехполюсника в цепи управления, т.е. от его коэффициента передачи $k(j\Omega) = k_R + jk_X$. С учетом этого его можно представить в виде

$$k_A = \frac{Q}{\sqrt{(1 + 2k_R)^2 + \left(\frac{\Omega}{\alpha_0} + 2k_X \right)^2}}. \quad (3)$$

Цепь связи системы имеет вид (рис. 2)

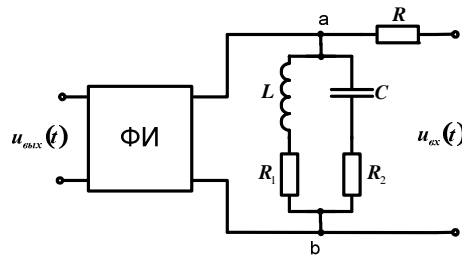


Рис. 2. Схема цепи связи, реализующая условие R-резонанса в системе

Контур в цепи управления настроен на частоту модулирующего сигнала. Комплексный коэффициент передачи цепи управления имеет вид

$$k(j\Omega) = \frac{Z_{ab}(\xi)}{R + Z_{ab}(\xi)} = \frac{R_{pez} + R_0}{R_0^2 + (\xi R)^2} - j \frac{\xi R_{pez} R}{R_0^2 + (\xi R)^2}, \quad (4)$$

где $R_0 = R + R_{pez}$, $R_{pez} = \frac{L}{C(R_1 + R_2)}$; $Z_{ab}(\xi) = \frac{R_{pez}}{1 + j\xi}$ $\xi = 2Q_1 \frac{\Omega - \Omega_R}{\Omega_R}$,

Q_1 – добротность контура цепи связи.

С учетом фазоинвертора выражение (4) примет вид

$$k(j\Omega) = -\frac{R_{pez} R_0}{R_0^2 + (\xi R)^2} + j \frac{\xi R_{pez} R}{R_0^2 + (\xi R)^2} = k_R + jk_X, \quad (5)$$

где $k_R = -\frac{R_{pez} R_0}{R_0^2 + (\xi R)^2}$; $k_X = \frac{\xi R_{pez} R}{R_0^2 + (\xi R)^2}$.

После подстановки (5) в выражение (3) для ЭАЧХ-системы получим

$$k_A = \frac{Q}{\sqrt{\left[1 - 2 \frac{R_{pez} R_0}{R_0^2 + (\xi R)^2}\right]^2 + \left[\frac{\Omega}{\alpha_0} + 2 \frac{\xi R_{pez} R}{R_0^2 + (\xi R)^2}\right]^2}}. \quad (6)$$

Условием R-резонанса в системе является полная компенсация только эквивалентного резистивного сопротивления управляемого контура на частотах боковых колебаний $(\omega_0 \pm \Omega_R)$. Для этого необходимо, чтобы первое слагаемое подкоренного выражения формулы (6) обратилось в нуль на частоте Ω_R , т.е.

$$1 - 2 \frac{R_{pez} R_0}{R_0^2 + (\xi R)^2} = 0. \quad (7)$$

С учетом того, что $R_0 = R + R_{pez}$, следует, что условиями R-резонанса в данной системе будут $\xi = 0$ и $R = R_{pez}$.

Если принять, что расстройке $\xi = 0$ соответствует частота Ω_R – частота модулирующего сигнала, которая является резонансной частотой $LCR_1 R_2$ контура, то R-резонанс в системе может иметь место на частотах $(\omega_0 \pm \Omega_R)$. Преобразуем выражение (6) с учетом условия $R = R_{pez}$, определяющего наступление R-резонанса. Тогда получим

$$k_A = \frac{Q}{\sqrt{\left[1 - \frac{4}{4 + \xi^2}\right]^2 + \left[\frac{\Omega}{\alpha_0} + \frac{2\xi}{4 + \xi^2}\right]^2}} \quad (8)$$

В качестве примера рассмотрим резонансную частоту $\Omega_R = 0,2\alpha_0$. Тогда выражение для ЭАЧХ при добротности $Q = 10$ для заданной резонансной частоты LCR_1R_2 контура будет иметь вид

$$k_A = \frac{10}{\sqrt{\left[1 - \frac{1}{1 + 100(5\Omega/\alpha_0 - 1)^2}\right]^2 + \left[\frac{\Omega}{\alpha_0} + \frac{10(5\Omega/\alpha_0 - 1)}{1 + 100(5\Omega/\alpha_0 - 1)^2}\right]^2}} \quad (9)$$

Соответствующая зависимость для ЭАЧХ-системы представлена на рис. 3.

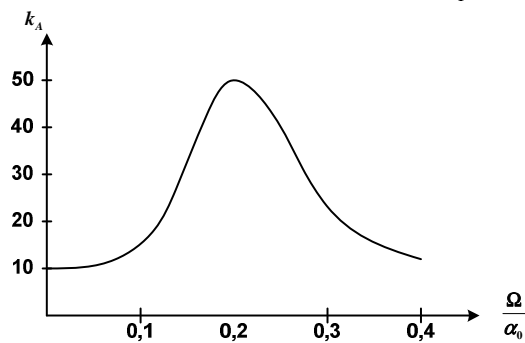


Рис. 3. Эквивалентная амплитудно-частотная характеристика системы при R-резонансе

При действии на входе системы АМ-сигнала с гармонической модуляцией в контуре имеет место **R-резонанс на частотах боковых колебаний**. Это означает, что вследствие действия обратной связи, колебания боковых частот спектра АМ-сигнала на выходе системы могут быть значительно увеличены по отношению к их величине на входе системы. Как это можно использовать?

Известно, что амплитуды несущей и боковых спектральных составляющих АМ-сигнала имеют соответственно величину $U_{mU} \frac{MU_m}{2}$. При $M < 1$ интенсивность боковых колебаний будет ослаблена по сравнению со 100%-ным режимом модуляции.

Коэффициент глубины модуляции, применяемый для практических расчетов, определяет величину выигрыша в помехоустойчивости системы [3]. В частности, для системы с амплитудной модуляцией величина этого выигрыша равна

$$B = \frac{M^2}{k_n^2 + M^2} \nu, \quad (10)$$

где $\nu = \frac{F}{F_m}$, F – полоса пропускания в/ч тракта приемника, F_m – полоса пропускания н/ч тракта приемника, k_n – пикфактор сообщения.

Более точной является величина «обобщенного выигрыша системы», учитывающего для различных систем соотношение ширины спектра сигнала и помехи и имеющего вид

$$B' = \frac{M^2}{k_n^2 + M^2}, \quad (11)$$

причем, если $M = 1$, то $B' = \frac{1}{k_n^2 + 1}$, и если $k_n = \sqrt{2}$ (для синусоидальной модуляции), то величина обобщенного выигрыша будет $B' = \frac{1}{3}$, а при телефонной модуляции $k_n = 3$ и $B' = 0,1$.

Таким образом, если сигналу управляемый фильтр включен в высокочастотный тракт приемника и находится в режиме R-резонанса на частотах, соответствующих боковым колебаниям спектра АМ-сигнала, то при $M < 1$ может быть проведен подъем уровня боковых колебаний. При этом соотношение между амплитудами спектра АМ-сигнала может быть доведено до уровня 100 % -й глубины модуляции. Это является одним из возможных источников выигрыша в помехоустойчивости. Здесь принципиально то, что характер АЧХ-системы весьма динамичен: она «схлопывается» в режиме молчания, что соответствует случаю отсутствия управления, и откликается максимумом на боковых частотах в режиме модуляции, т.е. в некотором роде имеет место режим слежения за амплитудой АМ-сигнала. Заметим, что речь идет пока о простейшем АМ-сигнале с гармонической модуляцией.

Из выражения (11) для обобщенного выигрыша B' легко видеть, что его величина $B'_1 = \frac{M_1^2}{k_n^2 + M_1^2}$ при исходном значении коэффициента глубины модуляции M_1 сигнала, поступившего на вход системы, может быть доведена до значения $B'_2 = \frac{1}{3}$ при коэффициенте глубины модуляции $M_2 = 1$. При этом величина относительного выигрыша возрастет в $\frac{k_n^2 + M_1^2}{3M_1^2}$ раз. В частности, при $M_1 = 0,2$ и $M_2 = 1$ выигрыш по помехоустойчивости возрастает в 17 раз.

Таким образом, использование резонансной системы с обратным управлением по затуханию может позволить повысить помехоустойчивость приёма АМ-сигнала или снизить мощность передатчика.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Зельманов С.С. Исследование резонансной системы с управляемым затуханием // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». – 2009. – № 1 (23).
2. Зельманов С.С. Критерий резонанса и резонансные явления в обобщенном двухполоснике // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2009. – № 2 (91). – С. 31-38.
3. Зюко А.Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. – М.: Связьиздат. 1963.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор А.А. Зори.

Зельманов Самуил Соломонович

Московский технический университет связи и информатики (Волго-Вятский филиал).

E-mail: zelmanss@yandex.ru.

603011, г. Нижний Новгород, Менделеева, 15.

Тел.: 8312457505.

Zelmanov Samuil Solomonovich

Moscow Technical University of Communication and Information Sciens (Volgo-Vyatskiy Branch).

E-mail: zelmanss@yandex.ru.

15, Mendeleeva Street, Nizhny Novgorod, 603011, Russia.

Phone: 8312457505.

УДК 621.05.3

В.В. Владимиров, Н.С. Звягинцев

**АЛГОРИТМЫ ЛИНЕЙНОГО ВРАЩЕНИЯ ВЕКТОРА ЧИСЛЕННЫМ
ИНТЕГРИРОВАНИЕМ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ ДИСКРЕТНОГО
ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ**

На основе вращения вектора численным интегрированием предлагается итерационный линейный алгоритм для рационального вычисления дискретного преобразования Фурье. Основное достоинство алгоритма – вычисление значений тригонометрического базиса за одну линейную итерацию в реальном времени. Как следствие, снижение вычислительного объема достигается за счет быстрого и параллельного вычисления элементов гармоник сигнала и соответствующих тригонометрических функций. Алгоритм дискретного квадратурного преобразования может представлять собой перспективный инструмент для реализации дискретного преобразования Фурье в задачах цифровой обработки сигналов.

Преобразования Фурье; тригонометрические функции.

V.V. Vladimirov, N.S. Zvyaginstev

**DISCRETE QUADRATURE ALGORITHMS FOR DISCRETE FURRIER
TRANSFORMS COMPUTING**

Herein introduced an iterative linear algorithm derived from vector's rotation by numerical integration that serves for rational computing of discrete Furrier transform. The main algorithm's benefit is the computing of trigonometric basis by single linear iteration performed in real time scale. As a result the computing process is simplified by fast and parallel work out of harmonic units together with relative trigonometric functions. The algorithm of discrete quadrature conversion can represent the perspectiv tool for implementation of discrete Furrier transform in problems of a digital processing of signals.

Furrier transform; trigonometric functions.

Дискретное преобразование Фурье (ДПФ) широко применяется в алгоритмах цифровой обработки сигналов (ЦОС), а также в других областях, связанных с анализом частот на дискретном поле. На базе этого преобразования решены многие задачи цифровой фильтрации. В основном, задачи ЦОС находят свое решение в специализированных процессорах и контроллерах (ПЦОС), аппаратная архитектура которых нацелена на быструю обработку сигнала в реальном времени. В то же время на вычислительные средства часто накладываются ограничения по весогабаритным параметрам, характеристикам энергопотребления, стоимости, надежности, живучести, которые существенно снижают быстродействие. Перечисленные параметры зависят от алгоритмов реализации задач ЦОС, в частности ДПФ. Они