

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ РЕЗОНАНСНОЙ МОДЕЛИ ОБЪЕКТОВ

Юрий Владимирович КУЗНЕЦОВ родился в 1951 г. в городе Курске. Заместитель заведующего кафедрой МАИ. Кандидат технических наук, доцент. Основные научные интересы — в области теоретической радиотехники. Автор более 70 научных работ.

Yury V. Kuznetsov, Ph.D., was born in 1951, in Kursk. He is an Associate Professor and the Deputy Head at one of the MAI departments. His research interests are in the theoretical radio engineering. He has published more than 70 technical papers.

Виталий Юрьевич ЩЕКАТУРОВ родился в 1971 г. в городе Подольске Московской области. Ассистент МАИ. Основные научные интересы — в области цифровой обработки сигналов. Автор восьми научных работ.

Vitaly Yu. Scheckaturov was born in 1971, in Moscow region. He is an Assistant Professor at the MAI. His research interests lie mainly in the digital signal processing field. He is the author of 8 technical papers.

Андрей Борисович БАЕВ родился в 1975 г. в городе Москве. Студент МАИ. Основные научные интересы — в области цифровой обработки сигналов. Автор трех научных работ.

Andrey V. Bayev was born in 1975, in Moscow. He is a Student at the MAI. His research interests are in the digital signal processing field. He is the author of 3 technical papers.

В статье рассматриваются возможности использования побочных электромагнитных излучений объектов для их обнаружения. Приводятся результаты сравнительного анализа цифровых алгоритмов обработки сигналов, содержащих информацию о собственных резонансах целей. Показано влияние шумового излучения на точность оценки параметров модели сигнала. Разработан собственный критерий выбора оптимального порядка модели для метода Прони. Выявлен наилучший при заданных критериях алгоритм обработки и намечены пути продолжения исследований.

Введение

Активное функционирование различных объектов, связанное с изменением энергетического состояния, сопровождается побочными электромагнитными излучениями, охватывающими широкий диапазон частот. Источниками таких излучений могут быть разряды на корпусе, возбуждение от факела реактивного двигателя, различные искрящие контакты, например в коллекторе электродвигателя и т.п.

Анализ свойств собственных электромагнитных излучений объектов представляет отдельную технически сложную проблему. Результаты анализа могут быть необходимы для решения ряда технических задач.

К таким задачам можно отнести радиотехническую разведку, проблемы электромагнитной совместимости, радиолокацию, исследование искровых разрядов, изучение молний и взрывов. Особый интерес вызывает применение результатов анализа собственных излучений для решения задач пассивной радиолокации.

Хорошо известно [1], что импульсная характеристика объекта, подвергаемого воздействию электромагнитного излучения, содержит всю информацию о свойствах его рассеивания в полосе частот, которая определяется спектром возбуждающего импульса. Таким образом, реакция объекта на возбуждающее излучение может использоваться как исходные данные для идентификации и классификации объектов.

В 1971 г. Баум разработал метод сингулярных разложений, сутью которого является разложение электромагнитного поля по собственным комплексным резонансам цели [2]. Ввиду независимости от ракурса цели, резонансные частоты объектов могут быть использованы как характеристики для распознавания и идентификации. Поэтому точные, устойчивые, нечувствительные к шумам и быстрые в вычислительном отношении методы по оценке собственных полюсов объектов очень важны.

Целью написания статьи можно считать обзор возможных методов цифровой обработки от-

счетов принятого зашумленного сигнала для конкретной модели. Модель включает в себя три затухающие экспоненты с различными частотами и начальными фазами. Добротности и амплитуды экспонент, а также уровень «белого» шума соответствуют условиям реального эксперимента. Помимо этого возникла необходимость в разработке нового критерия выбора порядка методов в зависимости от отношения сигнал/шум. Она обусловлена сильной зависимостью аппаратно-временных затрат от порядка метода. Оправданно заниженный порядок при условии работы со спецвычислителем — это значительный выигрыш либо в объеме оборудования, либо в его быстродействии. В статье приводится сопоставление результатов определения требуемого порядка методов в зависимости от отношения сигнал/шум.

1. Применение метода расщепления функции для оценки параметров резонансной модели объектов

Представим излучаемый объектом сигнал следующей моделью [3]:

$$Y_k = X_k + n_k = \sum_{t=1}^M |b_t| \exp[(\alpha_t + j\omega_t)k + j\varphi_t] + n_k, \quad (1)$$

где $k=0, 1, \dots, N-1$ — номер отсчетов сигнала Y_k ; N — число отсчетов данных; M — порядок модели; n_k — отсчет шума; $|b_t|$, φ_t , α_t и ω_t — значения амплитуд, фаз, коэффициентов затухания и частот соответственно. Ясно, что полюсы z_t и вычеты b_t

$$z_t = \exp(\alpha_t + j\omega_t); \quad b_t = |b_t| \exp(j\varphi_t) \quad (2)$$

будут существовать комплексно-сопряженными парами, поскольку значения отсчетов сигнала — действительные числа.

Основная идея метода состоит в следующем [4, 5]. Составим информационный вектор \bar{X}_t и матрицы X_0 , X_1 размером $(N-1) \times L$:

$$\bar{X}_t = (x_t, x_{t+1}, \dots, x_{N-L+t-1})^T; \quad (3)$$

$$\begin{aligned} X_0 &= (\bar{X}_{L-1}, \bar{X}_{L-2}, \dots, \bar{X}_0); \\ X_1 &= (\bar{X}_L, \bar{X}_{L-1}, \dots, \bar{X}_1), \end{aligned} \quad (4)$$

где L — параметр метода; индекс T означает транспонирование. Существует следующая факторизация матриц X_0 , X_1 :

$$X_0 = Z_L B Z_R; \quad X_1 = Z_L B Z Z_R, \quad (5)$$

где

$$Z_L = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ z_1 & \dots & z_M \\ \dots & \dots & \dots \\ (z_1)^{N-L-1} & \dots & (z_M)^{N-L-1} \end{bmatrix}; \quad (6)$$

$$Z_R = \begin{bmatrix} (z_1)^{L-1} & (z_1)^{L-2} & \dots & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (z_M)^{L-1} & (z_M)^{L-2} & \dots & 1 \end{bmatrix}; \quad (7)$$

$$B = \text{diag}(b_1, b_2, \dots, b_M); \quad (8)$$

$$Z = \text{diag}(z_1, z_2, \dots, z_M). \quad (9)$$

Можно показать, что каждое из $\{z_t, t=1, \dots, M\}$ есть число, понижающее ранг матрицы $X_1 - z X_0$, если $M \leq L \leq N - M$. При этом условии справедливо

$$X_0^+ X_1 q_t = z_t X_0^+ X_1 q_t = z_t q_t, \quad (10)$$

где q_t — t -й столбец матрицы.

$$Z_R^+ = Z_R^H (Z_R Z_R^H)^{-1}; \quad (11)$$

индекс «+» означает псевдоинверсию Мура—Пенроуза; H — транспонирование и комплексное сопряжение.

Выражение (10) показывает, что $\{z_t, t=1, \dots, M\}$ есть M собственных чисел матрицы $X_0^+ X_1$. Поскольку $X_0^+ X_1$ имеет ранг $M \leq L$, то существует также $L - M$ нулевых собственных чисел.

Если данные зашумлены, мы можем определить Y_0 и Y_1 подобно X_0 и X_1 , заменяя X_0^+ и X_1^+ усеченными до ранга M псевдообратными матрицами Y_0^+ и Y_1^+ . Определяется Y_0^+ как

$$Y_0^+ = \sum_{t=1}^M \left(\frac{1}{\sigma_{0t}} \right) \bar{V}_{0t} (\bar{U}_{0t})^H = V_0 A^{-1} (U_0)^H, \quad (12)$$

где $\{\alpha_{0t}, t=1, \dots, M\}$ — M наибольших сингулярных чисел матрицы Y_0 ; \bar{V}_{0t} и \bar{U}_{0t} — соответствующие им сингулярные векторы:

$$V_0 = (\bar{V}_{01}, \dots, \bar{V}_{0M}); \quad U_0 = (\bar{U}_{01}, \dots, \bar{U}_{0M}); \quad (13)$$

$$A = \text{diag}(\sigma_{01}, \dots, \sigma_{0M}).$$

Матрица Y_1^+ определяется аналогично.

Можно показать, что собственные числа несимметричной $M \times M$ матрицы Z_E

$$Z_E = A^{-1} U_0^H Y_1^+ V_0 \quad (14)$$

также же, как и собственные числа матрицы $Y_0^+ Y_1$.

Важно отметить, что количество полюсов M может быть оценено по количеству наибольших сингулярных чисел $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_M \geq \dots \geq \sigma_{\min(N-L, L)}$, поскольку $\sigma_{M+1} = \dots = \sigma_{\min(N-L, L)} = 0$ при отсутствии шума.

2. Метод Прони

Метод Прони — это метод определения значений параметров линейной комбинации экспоненциальных функций. Суть метода состоит в подгонке экспоненциальной модели к измеренным через равные промежутки времени значениям сигнала [6].

Метод Прони реализуется в три основных этапа. На первом этапе определяются параметры предсказания вперед a^f и назад a^b с использованием авторегрессионного анализа и решения системы линейных уравнений

$$R \begin{bmatrix} 1 \\ a^f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho^f \\ 0 \end{bmatrix}; \quad R \begin{bmatrix} a^b \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \rho^b \end{bmatrix}, \quad (15)$$

где R — корреляционная эрмитова матрица размера $(M+1) \times (M+1)$; ρ^f и ρ^b — квадраты средних ошибок линейного предсказания вперед и назад.

На втором этапе из элементов векторов a^f и a^b формируются полиномы

$$\Psi^f(z) = \sum_{m=0}^M a^f[m] z^{M-m}; \quad (16)$$

$$\Psi^b(z) = \sum_{m=0}^M a^b[m] z^{M-m},$$

где индекс «*» означает комплексное сопряжение, и определяются их корни z_i , дающие оценки α_i и ω_i для каждого экспоненциального члена методов вперед и назад:

$$\alpha_i = \frac{\ln |z_i|}{T}; \quad (17)$$

$$\omega_i = \frac{\arctg \left[\frac{\text{Im} \{z_i\}}{\text{Re} \{z_i\}} \right]}{T}, \quad (18)$$

где T — интервал дискретизации отсчетов входного сигнала.

На третьем этапе определяются амплитуды $|b_i|$ и фазы φ_i с помощью решения систем линейных уравнений.

Метод Прони «подгоняет» экспоненты к любому аддитивному шуму, присутствующему в данных. Использование метода линейного предсказания вперед и комбинация линейного предсказания вперед и назад позволяет отделить по-

люсы сигнала от полюсов шума. Улучшению результатов может способствовать заведомое увеличение порядка модели M и применение метода разложения по сингулярным числам.

На практике необходимо оптимизировать M в зависимости от отношения сигнал/шум, используя какой-либо критерий ошибки: критерий конечной ошибки предсказания (ООП), информационный критерий Акаике (ИКА), критерий длины минимального описания (ДМО) и критерий Парзена, называемый авторегрессионной передаточной функцией критерия (АПФК) [7].

3. Методы предварительной оценки параметров

Известный и простой метод быстрого преобразования Фурье (БПФ) [8] позволяет с определенной степенью точности оценить комплексные резонансные частоты, расположенные около единичной окружности на z -плоскости либо находящиеся вблизи мнимой оси на p -плоскости. По виду БПФ можно примерно оценить величины резонансных частот. Точность такой оценки резко падает с уменьшением амплитуды полюса и его добротности. Неудовлетворительные результаты достигаются при попытке определения «слабого» полюса в непосредственной близости от «сильного».

Применив z -преобразование к модели (1), получим

$$Y(z) = \sum_{k=0}^{N-1} y_k z^{-k}. \quad (19)$$

Известно, что в полюсах преобразование Лапласа от модели ($Y(p)$) имеет неопределенности, а z -преобразование — пиковые значения. Оценивая $Y(z)$ вдоль некоторого контура, проходящего в непосредственной близости от полюсов, мы можем более точно определить их расположение. Если $Y(z)$ оценивается на ряде равноотстоящих точек на единичной окружности ($z_n = \exp(j2\pi n/N)$, $n = 0, 1, \dots, N-1$) результатом будет дискретное преобразование Фурье (ДПФ):

$$Y(z_n) = \sum_{k=0}^{N-1} y_k \exp \frac{-j2\pi nk}{N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (20)$$

С помощью процесса, называемого дополнением нулями, дискретно-временной ряд Фурье может быть изменен для интерполяции между N значениями исходного преобразования. Такое добавление не улучшает разрешающую способность, но устраняет неопределенности.

Если полюс удален от оси оценки ДПФ, то для его определения необходимо изменить положение этой оси. Концентрическому кругу на z -плоскости соответствует прямая линия на p -плоскости [9]. Пусть $\{p_n\}$ и $\{z_n\}$ — соответству-

ющие точки на p - и z -плоскостях, $f_n = 1/T$ — частота дискретизации, тогда $p_n = \sigma_0 + j\omega_n$, где $\omega_n = 2\pi n f_n / N$, и

$$Z_n = \exp(\sigma_0 T) \exp \frac{j2\pi n}{N}, \quad (21)$$

где $|z_n| = \exp(\sigma_0 T)$ — радиус окружности. Теперь выражение (20) можно переписать в виде

$$Y(z_n) = \sum_{k=0}^{N-1} [y_k \exp(-k\sigma_0 T)] \exp \frac{-j2\pi kn}{N}, \quad (22)$$

Выражение (22) показывает, что оценку $Y(z)$ вдоль контура $|z| = \exp(\sigma_0 T)$ на z -плоскости или вдоль прямой вертикальной линии $\sigma = \sigma_0$ на p -плоскости можно получить, используя ДПФ над сигналом $\{Y_k\} \{\exp(-k\sigma_0 T)\}$.

При оценке с помощью (19) вдоль наклонной линии на p -плоскости соответствующая ей оценка на z -плоскости будет проходить по спирали:

$$p_n = p_0 + n\Delta p, \quad (23)$$

где $\Delta p = \Delta\sigma + j\Delta\omega$, $\Delta\sigma$ — шаг вдоль оси σ ; $\Delta\omega$ — шаг вдоль оси $j\omega$.

Соответственно на z -плоскости

$$z_n = \exp(p_0 T) \exp(n\Delta p T). \quad (24)$$

Определим радиус $|z_n| = \exp((\sigma_0 + n\Delta\sigma)T)$ и шаг изменения угла $\Delta\theta = T\Delta\omega$. Теперь уравнение (19) можно переписать в виде

$$Y(z_n) = \sum_{k=0}^{N-1} Y_k \exp(-p_0 k T) \exp(-T\Delta p k n). \quad (25)$$

Предварительную оценку резонансных частот можно проводить и по фазовому спектру сигнала. Проведем новую ось оценивания $\sigma = \sigma_0$ ДПФ, которая приближена к полюсу. Ясно, что при попадании линии точно в полюс скачок фазы примет значение 180° . Пользуясь этим критерием, мы можем идентифицировать полюсы, имея в распоряжении лишь фазовый спектр сигнала.

Предварительная обработка с помощью окна используется для управления эффектами, обусловленными наличием боковых лепестков в спектральных оценках. Существует ряд функций окна, применение которых позволяет снизить уровень боковых лепестков по сравнению с тем уровнем, который они имеют в случае прямоугольного окна. Снижение уровня боковых лепестков будет улучшать оценку, однако это дается ценой расширения главного лепестка спектра окна, что, естественно, приводит к ухудшению разрешения.

К сожалению, все существующие окна не универсальны и плохо подходят для нашей спектральной оценки. Необходимо синтезировать окно специального вида [10], позволяющее «расставлять» нули частотной характеристики в местах «мешающих» полюсов сигнала для точной оценки истинных полюсов. Нужно создать гибкую, универсальную структуру, совместное применение которой с модифицированным ПФ дало бы хорошие результаты правильного обнаружения. Целью разработки специального окна можно считать создание окна с глубокими уровнями нулей его частотной характеристики на определенных частотах. Поскольку управлять уровнем провалов можно в любом диапазоне боковых лепестков, определение слабых полюсов может быть более точным даже по виду обычного ПФ. Помимо этого желательно ввести независимое управление скоростью спада, общим уровнем боковых лепестков и уровнем ближайшего бокового лепестка.

4. Результаты моделирования

Для исследования работы алгоритмов модель сигнала была выбрана таким образом, чтобы преобразование Лапласа от нее давало дробно-рациональную функцию, содержащую комплексно-сопряженные полюсы. Определение параметров такой модели, а именно резонансных частот, затухания, начальной фазы, осуществлялось с помощью различных алгоритмов.

Для проверки эффективности работы алгоритмов были выбраны параметры модели сигнала, приближенные к параметрам в реальных условиях. Предположим, что главные резонансы объекта, например автомобиля, лежат на частотах 6, 25, 100 МГц. Соответствующие этим частотам коэффициенты затухания выбирались так, чтобы обеспечить добротность 2, 2,2 и 2,5 соответственно. Начальные фазы всех трех затухающих экспонент произвольны. Амплитуды сигналов выбирались с учетом условий реального эксперимента в соотношении 1:3:10. Аддитивно в модель сигнала добавлялся шум. Отношение сигнал/шум вычислялось по формуле

$$G = 10 \log \left(\frac{A^2}{D} \right), \quad (26)$$

где A — максимальное значение амплитуды сигнала; D — дисперсия шума.

С помощью различных алгоритмов оценивалась эффективность обнаружения полюсов объекта при различных значениях G и порядках модели.

Одним из важнейших параметров модели, влияющим на точность вычисления оценок полюсов методом расщепления функции, является L . Графики зависимости дисперсии частот (мнимой части полюса) от параметра L при достаточно низком уровне шума ($G = 50$ дБ) представле-

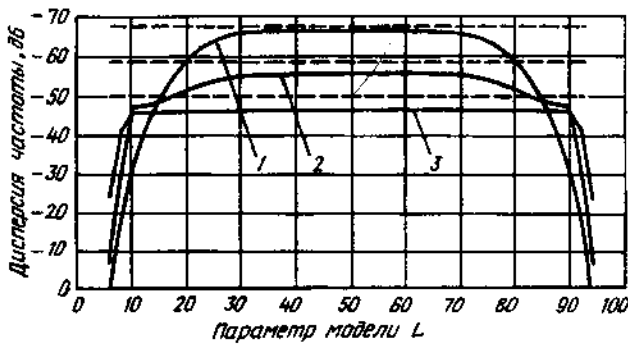


Рис. 1. Зависимость дисперсии частот полюсов от параметра L при $G=50$ дБ: 1 — для полюса с наименьшим затуханием; 2 — для полюса со средним значением затухания; 3 — для полюса с наибольшим затуханием; --- границы Рао—Крамера

ны на рис. 1, где прямые линии — границы Рао—Крамера. Видно, что при значении L , близком к $N/2$, результаты обработки этим методом практически достигают этой границы, что говорит о высокой точности оценки полюсов.

При проведении эксперимента порядок M был установлен равным шести. При уменьшении уровня шума разница между абсолютными значениями первых шести сингулярных чисел и остальными резко увеличивается, что позволяет отфильтровать шум почти полностью. При высоком значении уровня шума ($G < 15$ дБ) с помощью метода уже нельзя отличить истинные полюса от полюсов шума, и, положив порядок равным шести, есть вероятность определить часть истинных и часть ложных полюсов. Выйти из создавшегося положения можно, лишь проведя перестановку сингулярных чисел, но при этом необходимо наличие дополнительной информации о полюсах. Получить такие данные можно, например, проведя предварительный анализ методом модифицированного ПФ.

При практической реализации трех этапов метода Прони возникает целый ряд трудностей, причем наиболее сложную из них представляет задача оценки параметров линейного предсказания. Решение задачи упрощается при использовании рекурсивных (по порядку модели) алгоритмов.

Для оптимизации порядка модели для нашего сигнала был разработан собственный критерий. Выбор порядка модели при заданном отношении сигнал/шум осуществляется следующим образом. Зная истинное положение полюсов сигнала, проводим окружности на z -плоскости с центром в этих полюсах и радиусом меньшим, чем расстояние от полюса до окружности единичного радиуса. Попадание или непопадание оценки полюса в эту окружность свидетельствует о величине его ошибки. Такая привязка идентификации к добротности полюсов неплохо зарекомендовала себя на практике. Проведя статистическое исследование, мы определили тот

минимальный порядок модели, при котором вероятность правильного определения полюсов близка к единице.

Из анализа рис. 2 видно, что классические критерии выбора порядка модели дают завышенный порядок для нашего сигнала при $G > 15$ дБ. Было установлено, что время вычислений примерно прямо пропорционально порядку модели, поэтому повышение порядка будет приводить к увеличению времени обработки.

Рис. 3 иллюстрирует один из возможных способов идентификации полюсов сигнала. Значком «+» обозначены оценки полюсов по методу Прони вперед, а знаком «x» — по методу Прони назад. При совместном анализе двух методов можно заметить, что полюсы сигнала появляются во взаимно обратных точках, расположенных вдоль некоторого общего радиуса. Проводя такие радиусы, удается отделить полюсы

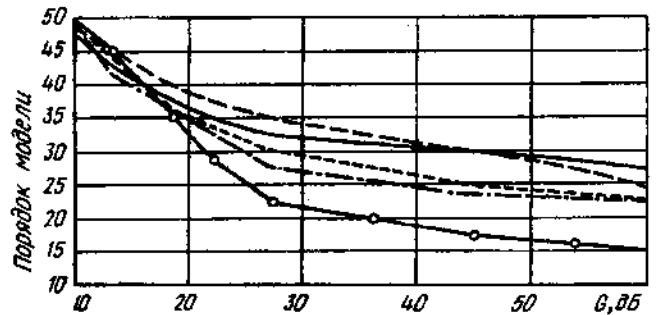


Рис. 2. Критерии выбора порядка модели в зависимости от параметра G : — — критерий оконечной ошибки предсказания; --- информационный критерий Акаике; --- критерий длины минимального предсказания; — — авторегрессионная передаточная функция критерия; - - - критерий, учитывающий добротности полюсов

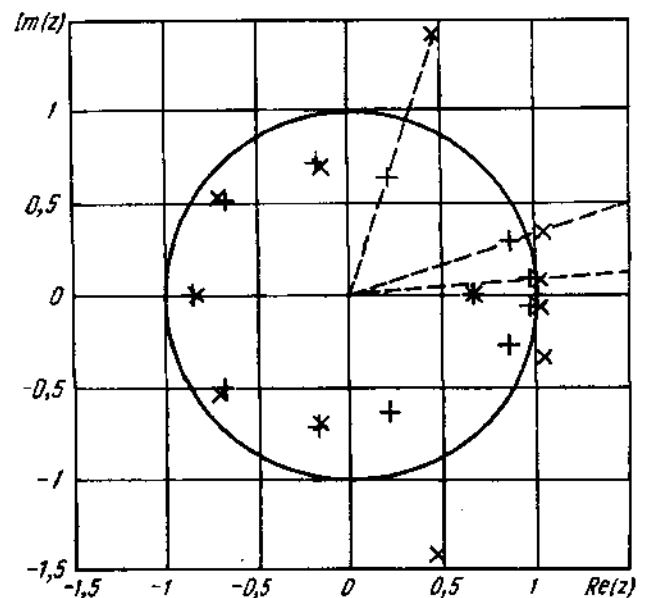


Рис. 3. Идентификация полюсов сигнала при совместном использовании методов Прони вперед и назад

сигнала от полюсов шума уже по результатам одного опыта. При использовании сингулярных методов Прони вперед и назад полюсы шума имеют значительно меньший разброс и образуют регулярно расположенные группы внутри единичной окружности, что характерно для аппроксимации белого шума с помощью экспоненциальной модели. В то же время полюсы сигнала имеют явно нерегулярное расположение. В случае использования сингулярного метода Прони также возможна идентификация полюсов при одновременном использовании методов вперед и назад.

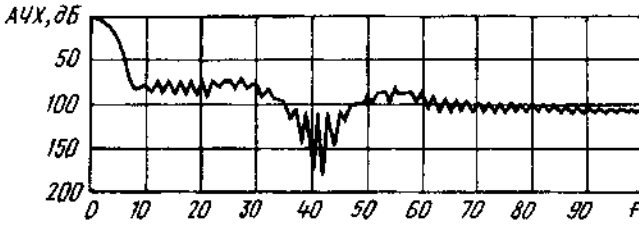


Рис. 4. Зависимость модуля преобразования Фурье функции окна от частоты

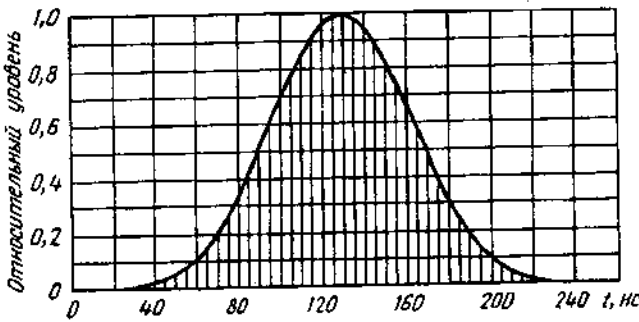


Рис. 5. Вид функции окна во временной области, отнормированной к своему максимальному значению

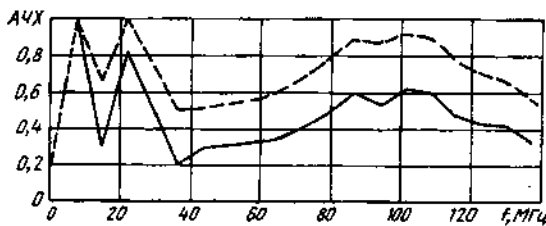


Рис. 6. Модифицированное ДПФ исходного сигнала (—) и сигнала, обработанного с помощью функции окна (---), отнормированные к своим максимальным значениям

Для проведения предварительной оценки было синтезировано окно специального вида (рис. 4, 5) с числом отсчетов $N=256$. Синтезированная функция окна была применена к модели нашего сигнала (при $G=5$ дБ). На рис. 6 изображены результаты применения модифицированного ПФ к обработанному и необработанному окном сигналам. Хорошо видно, что определение

собственных частот при таком уровне шума реально как при использовании функции окна, так и без него. Однако заметна более высокая точность оценки при применении функции окна. Можно заметить, что первый полюс, через который прошла новая ось оценки, определяется с более высокой степенью точности. Сканируя весь диапазон по оси σ , аналогично можно определить более точные значения оценки остальных полюсов.

Исследовалось влияние аддитивного белого шума на смещение оценок всех полюсов сигнала. Рис. 7 иллюстрирует усредненные результаты дисперсии частоты низкочастотного полюса при работе всех методов. По виду кривых можно сделать вывод о точности определения полюсов различными алгоритмами. Видно, что наилучшие результаты оценки получаются с помощью метода расщепления функции. Неплохие результаты дают также методы Прони назад и сингулярный метод Прони назад. Подобные результаты были получены и для остальных полюсов. Следует отметить общую тенденцию к уменьшению точности определения параметров

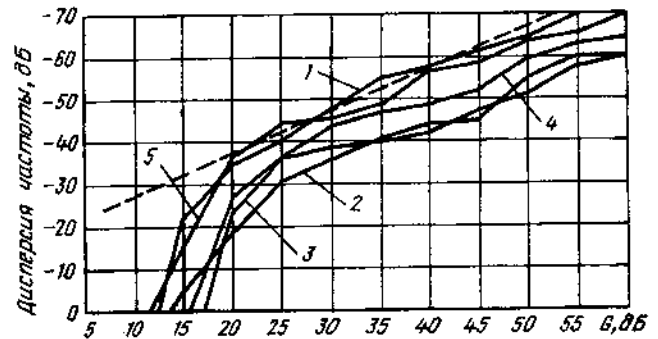


Рис. 7. Зависимость дисперсии частоты низкочастотного полюса от G , полученная после обработки различными методами: 1 — методом расщепления функции; 2 — методом Прони вперед; 3 — методом Прони назад; 4 — сингулярным методом Прони вперед; 5 — сингулярным методом Прони назад; --- границы Рао—Крамера

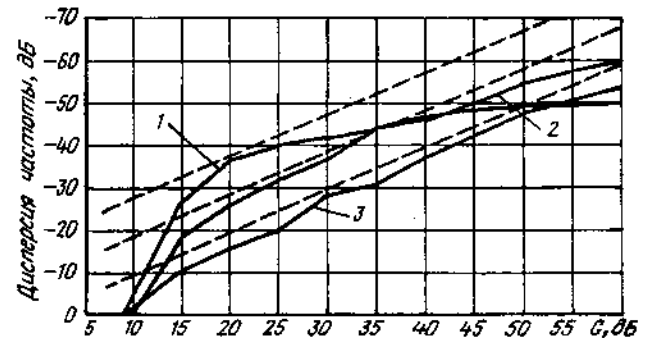


Рис. 8. Зависимость дисперсии частоты трех полюсов модели от G , определенная с помощью метода расщепления функции после корреляционной обработки: 1 — для первого полюса; 2 — для второго полюса; 3 — для третьего полюса; --- границы Рао—Крамера

полюсов всеми методами при уменьшении их добротности и соответствующих им вычетов. Это и понятно, ведь в случае «слабого» полюса влияние шума более ощутимо. Этот факт хорошо иллюстрируется на примере одного метода — метода расщепления функции (рис. 8.).

Выводы

В работе рассмотрены различные методы оценки параметров резонансной модели, проведен сравнительный анализ этих методов, проверены различные критерии выбора порядка модели и разработан собственный критерий правильного обнаружения для метода Прони.

В результате проведенного сравнительного анализа можно сделать вывод о том, что при выбранных моделях полезного сигнала и шума наиболее перспективным методом, обеспечивающим наивысшую точность при одинаковых аппаратно-временных затратах, является метод расщепления функции. Этот метод в принципе может быть скомбинирован с методом взвешивания отсчетов принятого сигнала. Вместе с тем за рамками исследования остались некоторые модификации метода Прони и метод *E*-импульса. Перспективой данного направления можно считать создание и проведение испытаний информационно-измерительного комплекса, имитирующего процесс идентификации объектов по принципу приема и обработки собственных резонансных электромагнитных излучений.

Summary

Capabilities of object secondary electromagnetic radiation usage are studied for its detection. The comparison results are presented for digital algorithms processed signals with target natural resonance information contained. An influence of a noise radiation on a signal model parameter estimation accuracy is discussed. Several model order choice criteria are investigated, a new criterion is developed for optimal model order selection. The best processing algorithm is discovered based on the set of criteria offered. Ways to a noise suppression are analyzed. Some future extensions of the approach offered are discussed.

Литература

1. A.J. Perni, «Target Identification by Natural Resonant Estimation», IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst., vol. AES-11, No. 2, pp. 147—154, March 1975.
2. C.E. Baum, «On the Singularity Expansion Method for the Solution of Electromagnetic Interaction Problems», Air Force Weapons Lab., Interaction Note 88, No. 11, Dec. 1971.
3. A.J. Mackay and A. McCowen, «An Improved Pencil-of-Functions Method and Comparisons with Traditional Methods of Pole Extraction», IEEE Trans. On Antennas and Propogat., vol. Ap-35, No. 4, pp. 435—441, April 1987.
4. V.K. Jain, T.K. Sarkar and D.D. Weiner, «Rational Modelling by Pencil-of-Functions Method», IEEE Trans. on Acoust., Speech, Signal Process., vol. ASSP-31, No. 3, pp. 564—573, June 1983.
5. Y. Hua and T.K. Sarkar, «Generalized Pencil-of-Function Method for Extracting Poles of an EM System from its Transient Response», IEEE Trans. on Antennas and Propogat., vol. AP-37, No. 2, pp. 229—233, Februry 1989.
6. Кейс С.М., Марпл мл. С.Л. Современные методы спектрального анализа: Обзор//ТИИЭР. 1989. Т. 69, № 11. С. 5—51.
7. T. J. Ulrych and R. W. Clayton, «Time Series Modelling and Maximum Entropy», Phys. Earth Planetary Interiors, vol. 12, pp. 188—200, Aug. 1976.
8. Лабунец В.Г. Алгебраическая теория сигналов и систем. — Красноярск: Изд-во Краснояр. ун-та, 1984. С. 244.
9. Fung-1 Tseng and Tapan K. Sarkar, «Enhancement of Poles in Spectral Analysis», IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, vol. GE-20, No.2, pp. 161—168, April 1982.
10. F.I. Tseng, T.K. Sarkar and D.D. Weiner, «A Novel Window for Harmonic Analysis», IEEE Trans. on Acoust., Speech, Signal Process., vol. ASSP-29, No. 2, pp. 177—188, April 1981.

Московский государственный авиационный институт
Статья поступила в редакцию 14.02.97