

*А. И. КОСТРОМИЦКИЙ, И. А. ЧУЕВ, Д. В. БОНДАРЬ, канд. техн. наук,
А. Н. ЗЕЛЕНИН, канд. техн. наук*

СИСТЕМНЫЕ АСПЕКТЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

В различных прикладных проблемах разработки и исследования технических информационных систем возникают сложные задачи, связанные с переводом теоретических моделей частотно-избирательных устройств (фильтров) в область «технологических» моделей (ТМ). Здесь и в дальнейшем под ТМ будем предполагать такую модель, из которой непосредственно или в результате очевидных математических преобразований следует реализационная модель и схема фильтра. Нетривиальность перевода теоретических моделей в плоскость ТМ в первую очередь обусловлена тем, что эти модели структурно разнородные (различная параметрическая размерность, отличные параметры и т.п.), а также тем, что в ТМ необходимо учитывать как условия физической реализуемости, так и специфические системные и схмотехнические ограничения. Это привело к тому, что в фундаментальных теоретических работах, посвященных синтезу линейных фильтрующих цепей, «условия возможности физической реализуемости и вопросы реализации требуемых характеристик, как правило, не рассматриваются» [1].

В данной работе излагается один из возможных методов синтеза ТМ по известной теоретической модели, базирующийся на итерационных процедурах идентификации параметров ТМ по «шаблону» теоретической модели. Следует отметить, что аналогичные алгоритмы проектирования систем широко применяются при построении нейронных сетей. Для характеристики этапов синтеза и особенностей учета системных аспектов в качестве иллюстративного примера взят фильтр Найквиста [2, 3].

Теоретические исследования, направленные на повышение информационной эффективности цифровых каналов радио- и электросвязи путем минимизации помех, вызванных межсимвольной интерференцией, приводят к частотным характеристикам формирующих фильтров вида «приподнятый косинус» [3]. Амплитудно-частотная характеристика такого фильтра нижних частот (ФНЧ) описывается следующим соотношением:

$$|W_N(\omega)| = \begin{cases} 1, & 0 \leq \omega \leq \frac{\pi}{T_s}(1-\alpha); \\ \cos^2 \left\{ \frac{T_s}{4\alpha} \left[\omega - \frac{\pi(1-\alpha)}{T_s} \right] \right\}, & \frac{\pi}{T_s}(1-\alpha) \leq \omega \leq \frac{\pi}{T_s}(1+\alpha); \\ 0, & \omega > \frac{\pi}{T_s}(1+\alpha), \end{cases} \quad (1)$$

где $\omega = 2\pi f$ – круговая частота; T_s – период следования символов в канале; α – коэффициент скругления.

При $\alpha=0$ получается фильтр с минимальной шириной полосы прозрачности (диапазон частот, где $|W_N(\omega)| > 0$) $f_N = 1/(2T_s)$, где f_N – частота Найквиста или частота среза идеального прямоугольного ФНЧ. При $\alpha=0,5$ полоса прозрачности на 50 %, а при $\alpha=1$ – в два раза больше минимальной теоретической полосы (рис. 1).

В зависимости от требуемых показателей системного качества коэффициент скругления α может принимать различные значения. Так, говоря о минимизации межсимвольных искажений в цифровых каналах связи, на фильтры передатчика, приемника и частотные характеристики канала связи в целом накладывают условия, реализующие селективность сигнала в моменты взятия отсчетных значений в приемном устройстве [4]. Эта «селектив-

ность» предполагает, что в отсчетные моменты времени импульсная $g(t)$ реакция системы «канал + фильтр» удовлетворяет критерию Найквиста, т.е.

$$g(kT_s + t_0) = \begin{cases} R_0 = \text{const} \neq 0, & k = 0; \\ 0, & k = \pm 1, \pm 2, \dots, \end{cases} \quad (2)$$

где R_0 – заданная величина; t_0 – начальный момент времени отсчета (обычно $t_0=0$).

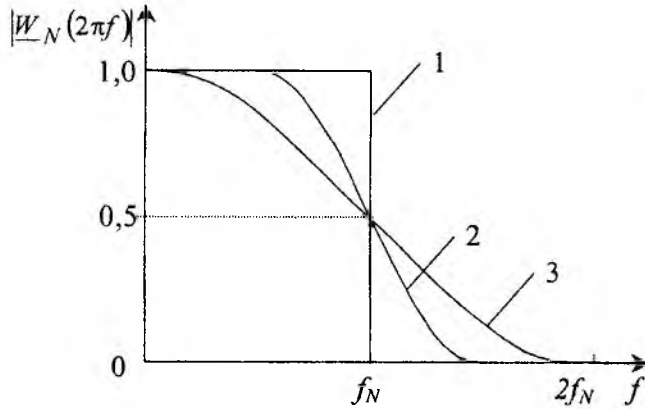


Рис. 1

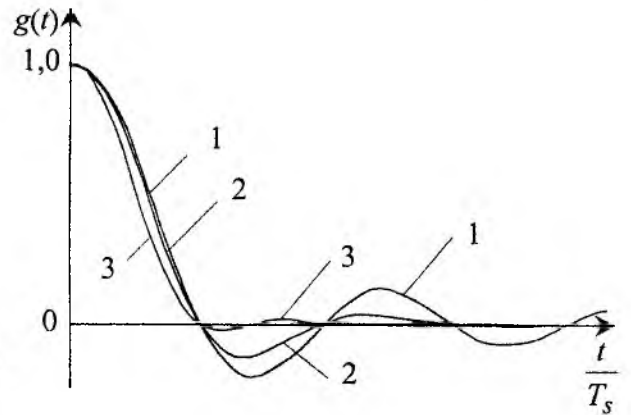


Рис. 2

Из условия (2) следует, что в момент взятия отсчета в приемнике от текущего сигнала ($k=0$) реакция системы «канал + фильтр» от всех предшествующих ($\text{sign } k = -1$) и последующих ($\text{sign } k = +1$) сигналов информационной последовательности в синхронной системе должна быть равна нулю.

Из-за влияния помех и дестабилизирующих факторов условие (2) в реальных телекоммуникационных системах может не выполняться. Тогда очевидно, что для упрощения приемной аппаратуры желательно, чтобы число ненулевых отсчетов, которые должны быть учтены алгоритмом обработки сигнала, было минимальным [5]. Это означает, что импульсный $g(t)$ отклик системы «канал + фильтр» должен быть предельно сжатым во времени, что, в свою очередь, противоречит требованию его сжатия по спектру (а это необходимое условие для минимизации межканальных помех). При выборе оптимального соотношения временной и спектральной структуры сигнала надо иметь в виду, что эффективная длительность импульсного отклика определяется не столько шириной спектра, сколько формой «среза». Идеальная прямоугольная АЧХ с крутым срезом порождает самую большую длительность временного отклика. Пологий срез (кривая 3 рис. 1, вариант $\alpha=1$ в (1)) приводит к увеличению скорости затухания импульсного отклика, причем в отсчетных точках (кроме t_0) его значения остаются равными нулю. Незначительное расширение спектра за счет пологости среза спектра приводит к значительному сужению во времени импульсного отклика $g(t)$. Так при $\alpha=1$

$$g(t) = \frac{1}{T_s \left[1 - \frac{4 \cdot t^2}{T_s^2} \right]} \cdot \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{T_s} t\right)}{\frac{2\pi}{T_s} t}, \quad (3)$$

огibaющая $g(t)$ затухает обратно пропорционально кубу времени [5]. На рис. 2 представлены нормированные графики импульсных откликов $g(t)$ для трех значений α ($\alpha=0$ – идеальный ФНЧ – кривая 1; $\alpha=0,5$ – кривая 2; $\alpha=1$ – ФНЧ с «кососимметричным» срезом – кривая 3).

Из идеальной модели (1) фильтра НЧ следует, что начиная с частоты $f=(1+\alpha)f_N$ подавление фильтра должно быть бесконечно большим (т.е. $|W_N(\omega)|=0$ для $\omega \geq (1+\alpha)\omega_N$), что физически нереализуемо. На практике можно допустить конечную величину ослабления

ФНЧ, определяемую особенностями системы, где применяется фильтр. Так, исходя из допустимого уровня помех от соседнего канала в системах цифровой связи, можно ограничиться ослаблением в 20...50 дБ [2]. Однако даже несмотря на столь очевидное смягчение требований к частотной характеристике фильтра, непосредственно из (1) невозможно определить структуру фильтра, выбрать схему и рассчитать номиналы его элементов.

В инженерной практике наиболее целесообразно перейти от идеализированной модели фильтра (в рассматриваемом случае это соотношение (1), являющееся однопараметрической моделью, где параметром является коэффициент скругления α), – к многопараметрической модели

$$F(a_0, a_1, \dots, a_m, b_0, b_1, \dots, b_n),$$

где параметры модели (·) аналитически связаны с параметрами элементов схемы.

Исходя из того, что в рамках синтеза частотно-избирательных устройств наиболее глубоко разработаны модели операторного представления передаточных и системных функций цепи [6], уместно искомые технологические модели представить в виде

$$W_{\Phi}(p) = \frac{A(p)}{B(p)} = \frac{a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + a_1 p + a_0}{p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0} \quad (4)$$

или

$$W_{\Phi}(p) = W_0 \cdot \prod_{i=1}^{N_1} W_i^{(1)}(p) \cdot \prod_{k=1}^{N_2} W_k^{(2)}(p) = W_0 \cdot \prod_{i=1}^{N_1} \frac{p + \omega_{oi}}{p + \omega_{xi}} \cdot \prod_{k=1}^{N_2} \frac{p^2 + \frac{\omega_{ok}}{Q_{ok}} p + \omega_{ok}^2}{p^2 + \frac{\omega_{xk}}{Q_{xk}} p + \omega_{xk}^2}, \quad (5)$$

где $W_i^{(1)}(p)$ и $W_k^{(2)}(p)$ – операторные передаточные функции звеньев I и II порядков соответственно; ω_{oi} , ω_{ok} и ω_{xi} , ω_{xk} – частоты нулей и полюсов; Q_{ok} , Q_{xk} – добротности нулей и полюсов передаточных функций звеньев II порядка; W_0 – постоянный множитель.

Аналитически преобразовать (1) к виду (4) или (5) невозможно. Однако, используя эвристический метод идентификации на основе итерационных процедур [7], можно получить ТМ в виде (4) или (5).

Суть метода поясняет рис. 3, где теоретическая модель (или реальный объект) задана произвольным аналитическим соотношением (в нашем случае – вида (1)) или в табличной форме; ТМ W_{Φ} определена в виде (4) ли (5) с неизвестными параметрами; β – вектор параметров ТМ; АИ – алгоритм идентификации, обеспечивающий в ходе итерационных процедур минимизацию функционала качества I .

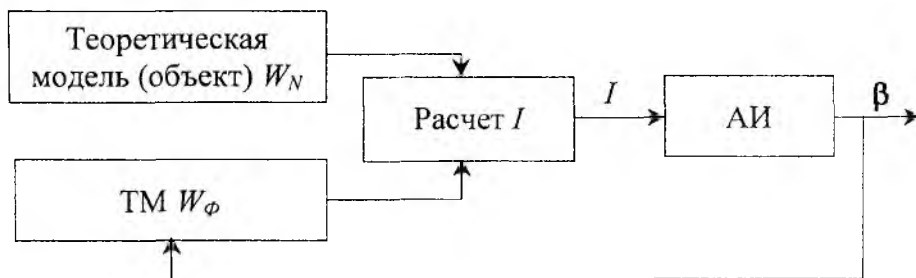


Рис. 3

Очевидно, что для эффективной работы метода необходим корректно сформированный функционал качества I , вид которого напрямую определяет получаемый результат, т.е. частотную характеристику формирующего фильтра. От свойств целевой функции, соответствующей критерию оптимальности, зависят все важнейшие характеристики вычислительно-го итерационного процесса и, в первую очередь, скорость сходимости. Поэтому важно при

выборе критерия оптимальности ориентироваться на обеспечение требуемых системных характеристик. В рассматриваемом примере такими системными характеристиками могут быть, например, величина внеполосных излучений, компактность спектра, величина межсимвольных искажений (МСИ), вероятность появления ошибки и т.д. Возможен также учет сразу многих характеристик, однако решение такой сложной многокритериальной задачи связано с большими вычислительными трудностями.

Так, для оценки величины МСИ часто пользуются D -критерием, представляющим собой сумму модулей отсчетных значений одиночного импульсного отклика, отнесенную к основному (максимальному) отсчету [3]:

$$D = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{g(0)} \sum_{k=-n}^n |g(kT)|,$$

где $g(0)$ – значение селективного сигнала на выходе канала при $k=0$; знак \sum' показывает, что суммирование производится для всех $k \neq 0$.

Другим критерием качества является E -критерий, связанный с относительным среднеквадратическим значением МСИ в отсчетных точках [3]:

$$E = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{g(0)} \sqrt{\sum_{k=-n}^n g^2(kT)}.$$

Критерии D и E по своему характеру оперируют значениями импульсного отклика в изолированных точках на временной оси. Это обстоятельство затрудняет использование D - или E -критерия в качестве целевой функции при аппроксимации идеализированной частотной характеристики (многократное вычисление импульсной характеристики и расчет критерия существенно увеличат общее время аппроксимации).

Использование в качестве целевой функции параметров глаз-диаграммы (величины джиттера или вертикального раскрыва «глаза») еще более усложняет вычислительный процесс из-за многократных расчетов прямого и обратного преобразования Фурье, необходимых для построения «глаза».

Поэтому определение параметров ТМ целесообразно проводить в два этапа. На первом этапе, обеспечивающем вхождение в область притяжения глобального минимума и требующем большого количества итераций, уместно использовать частотный критерий оптимальности. Как правило [8], при этом используется критерий минимума СКО т.е.

$$I_1 = \int_0^{f_{\max}} (|W_N(2\pi f)| - |W_\Phi(2\pi f)|)^2 df \rightarrow \min. \quad (6)$$

На втором этапе после получения аппроксимации в соответствии с частотным критерием уместно использовать более сложный критерий системного качества.

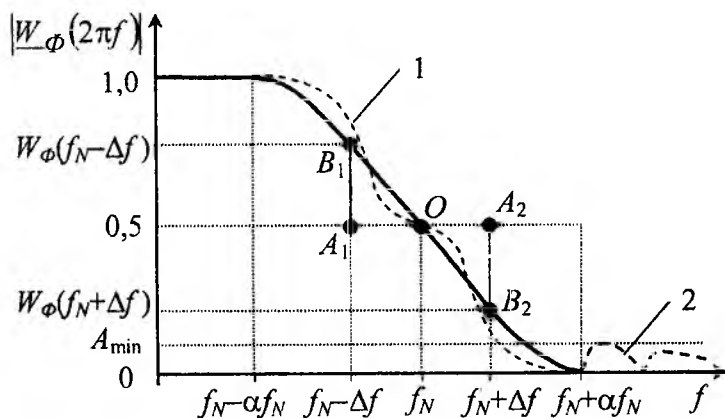


Рис. 4

В рассматриваемом случае это может быть, например, критерий, учитывающий условие обеспечения нечетной симметрии АЧХ формирующего фильтра относительно частоты Найквиста f_N . Окончательный расчет D -, E -критериев и параметров глаз – диаграммы, т.е. расчет системных характеристик, даст разработчику данные для обоснованного выбора лучшего из вариантов.

Рассмотрим особенность формирования критерия для второго этапа задачи аппроксимации. На рис. 4 приведена характеристика (1), где сплошной линией изображена АЧХ формирующего фильтра, точно соответствующая выражению (1) при $\alpha=0,5$. Для обеспечения оговоренной симметрии необходимо, чтобы отрезки $A_1B_1=A_2B_2$ при $A_1O=A_2O$. Математическая формализация этого условия относительно точки с координатами $(f_N; 0,5)$ на частотной характеристике будет следующей

$$W_{\Phi}(f_N - \Delta f) - 0,5 = 0,5 - W_{\Phi}(f_N + \Delta f) \text{ для любого } \Delta f \leq \frac{\alpha}{2 \cdot T_s} = \alpha \cdot f_N,$$

где $W_{\Phi}(f) = |W_{\Phi}(f)|$.

Пунктирной линией (кривая 1) на рис. 4 показан один из возможных вариантов реализации в полосе частот $(f_N - \alpha f_N; f_N + \alpha f_N)$ симметричной частотной характеристики.

Соответствующая критерию нечетной симметрии целевая функция I_2 примет вид

$$I_2 = \int_0^{\alpha \cdot f_N} [W_{\Phi}(f_N - \xi) + W_{\Phi}(f_N + \xi) - 1]^2 d\xi \rightarrow \min, \quad (7)$$

где $\xi = \Delta f = |f - f_N|$ – абсолютная расстройка частоты в пределах «среза» АЧХ.

Однако, если на втором этапе формирования технологической модели фильтра использовать только критерий вида (7), то возникает опасность получения частотной характеристики симметричной в полосе $(f_N - \alpha f_N; f_N + \alpha f_N)$, но сильно отличающейся от 1 в полосе $[0; f_N - \alpha f_N)$ и от 0 в полосе $(f_N + \alpha f_N; f_{\max})$. Поэтому наряду с критерием (7) необходимо использовать следующие частные системные критерии:

$$I_3 = \int_0^{f_N - \alpha f_N} [W_{\Phi}(f) - 1]^2 df \rightarrow \min, \quad (8)$$

$$I_4 = \int_{f_N + \alpha f_N}^{f_{\max}} [W_{\Phi}(f)]^2 df \rightarrow \min. \quad (9)$$

При любом порядке физически реализуемой аппроксимирующей функции получить $I_4=0$ невозможно. Поэтому целесообразно, как отмечено выше, установить минимальное затухание в полосе задержания на некотором уровне A_{\min} (рис. 4), допустив тем самым возможность получения частотной характеристики с пульсациями в полосе задержания (пунктирная линия 2, рис. 4). Учет этого допущения сводится к тому, что I_4 по формуле (9) вычисляется только для тех частот, где $W_{\Phi}(f) > A_{\min}$. При этом можно ожидать улучшения качества аппроксимации других участков частотной характеристики при фиксированном порядке передаточной функции ТМ.

Поскольку необходим учет всех трех критериев одновременно, то составим общий составной критерий I_5 , как совокупность критериев (7) – (9) с разными весовыми коэффициентами λ_i :

$$I_5 = \lambda_2 I_2 + \lambda_3 I_3 + \lambda_4 I_4 \rightarrow \min. \quad (10)$$

Взаимное варьирование весовых коэффициентов позволит более точно аппроксимировать те или иные участки заданной частотной характеристики.

Для решения задачи формирования технологической модели формирующего фильтра Найквиста была разработана специальная программа *ProjectCosine*, основу которой составляет алгоритм эвристического метода идентификации на основе итерационных процедур [7, 8].

При решении задачи синтеза ТМ установлено, что при использовании передаточной функции вида (4) или (5) выше второго порядка нет обоснованных предпосылок к суждению об унимодальности функционала качества. Об этом свидетельствуют и типичные рельефы поверхностей целевых функций по двум переменным, представленные на рис. 5 (заданная АЧХ вида (1) при $\alpha=0,5$ и аппроксимирующая функция вида (5) четвертого порядка).

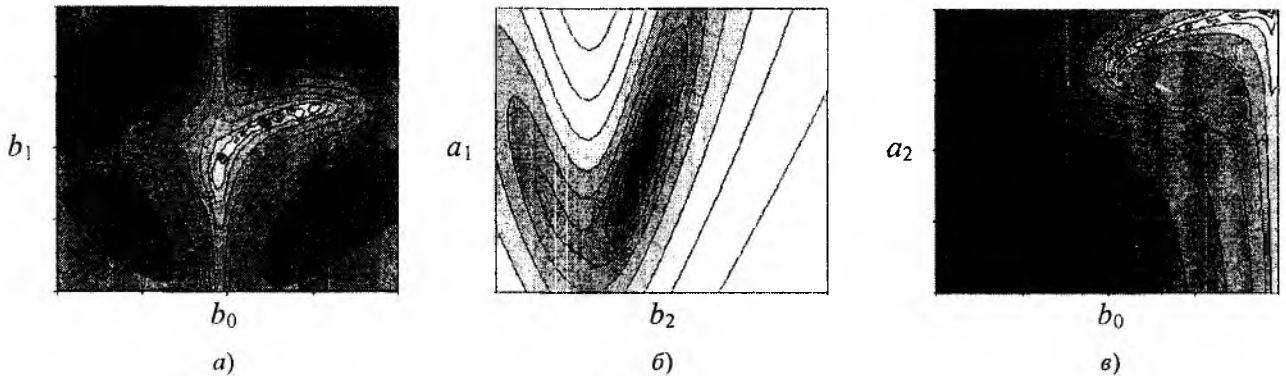


Рис. 5

Потому для поиска глобального минимума в программе *ProjectCosine* кроме регулярного алгоритма поиска минимума целевой функции (на основе метода Хука-Дживса [9]), использовался алгоритм искусственного отбора [10], позволяющий с заданной вероятностью ошибки выбрать начальную точку из заданной области отбора для начала работы алгоритма регулярного поиска. При тестировании программы *ProjectCosine* среднее арифметическое числа обращений к тестовой целевой функции вида

$$f(\beta_1, \beta_2) = 0,4 \cdot A \cdot |\beta_1| \sin\left(\frac{A \cdot \pi}{2}\right) + A^2 + 0,4 \cdot \beta_1, \quad A = \left| \beta_2 - \frac{16}{|\beta_1| + 3} \sin\left(\frac{\beta_1 \cdot \pi}{2}\right) \right|, \quad \text{минимум } \beta^* = (0; 0),$$

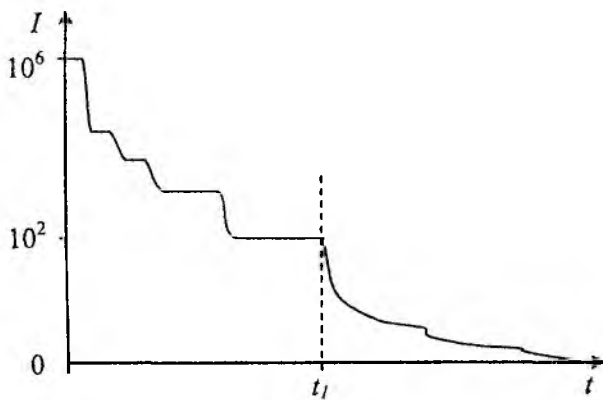


Рис. 6

составило примерно 820, что подтверждает достаточную эффективность программы. Об этом же свидетельствует и график (рис. 6) изменения значения функционала качества в процессе итераций при выполнении тестовой задачи (начальный этап тестирования $t \in [0, t_1)$ соответствует работе алгоритма искусственного отбора, а кривая на интервале $t > t_1$ – характеризует работу фрагмента программы, реализующей регулярный алгоритм).

Результаты аппроксимации заданной в виде (1) частотной характеристики совместно с корректором типа $x/\sin x$ (учитывающим, что в реальных каналах и при проведении моделирования используются не дельта-импульсы, а импульсы с конечной длительностью) (рис. 7, кривая 1) с параметрами $\alpha=0,5$ и $T_s=1 \cdot 10^{-3}$ с., представлены в таблице. Так как для полиномов выше четвертой степени условия обеспечения физической реализуемости приводят к громоздким выражениям, то формирующий фильтр задавался моделями вида (5), для которых условия физической реализуемости записываются в простой форме $\omega_{x_i} > 0$, $Q_{xk} > 0$. Порядок модели задавался от второго до шестого включительно. В ходе решения задачи использовались критерии (6), (10) и вида $I_6 = \lambda_1 I_1 + I_5 \rightarrow \min$ с введением ограничения $A_{\min} = (0 \dots 0, 2)$. В качестве оцениваемых системных параметров взяты те, что проявляются в результате ограничения полосы канала (фильтра).

Из анализа результатов, приведенных в таблице, следуют как тривиальные выводы (например, с повышением порядка аппроксимирующей функции точность решения аппроксимационной задачи увеличивается), так и ряд специфических для данного метода рекомендаций. Очевидно, что для фильтров шестого и более высоких порядков при решении аппроксимационной задачи частотный критерий I_1 является достаточным и привлечение дополнительных системных критериев себя не оправдывает. В то время как для ТМ более низкого порядка – составные критерии, использующие существенные системные признаки, – могут дать ощутимый результат по базовому системному показателю качества (в рассматриваемом примере – минимизации межсимвольных искажений, оцениваемой численными значениями D - и E -критериев). Как и ожидалось, улучшение нечетной симметрии АЧХ фильтра совместно с введением ограничения A_{\min} для 3-6 порядков аппроксимирующей функции (см. табл.) приводит к существенному улучшению точности аппроксимации в полосе $(0; f_N + \alpha f_N)$ и значительному уменьшению джиттера за счет, однако, некоторого небольшого ухудшения D - и E -критериев. Поскольку основной системный показатель качества в нашем случае – это величина МСИ, то вариант критерия №4 (табл.) менее предпочтителен.

Таблица

№	Целевая функция	A_{\min}	Параметр	Порядок аппроксимирующей функции					Заданная АЧХ
				2	3	4	5	6	
1	I_1	0	Величина I_1	5,5726	0,8858	0,22014	0,10013	0,030502	0
			Джиттер, %	22,10	21,29	19,22	18,96	20,06	20,01
			D -критерий	0,2425	0,06869	0,06259	0,04653	0,008257	0,002193
			E -критерий	0,1158	0,02227	0,02148	0,01403	0,001967	0,001188
2	$I_5=I_2+I_3+I_4$	0	Величина I_5	4,6650	0,4040	0,0529	0,02021	0,008679	0
			Джиттер, %	18,10	24,73	28,84	29,59	21,48	20,01
			D -критерий	0,2155	0,08416	0,03877	0,03373	0,02301	0,002193
			E -критерий	0,1025	0,02339	0,01155	0,00955	0,00669	0,001188
3	$I_5=10I_2+I_3+I_4$	0	Величина I_5	8,641	0,92043	0,08922	0,03409	0,01526	0
			Джиттер, %	9,06	18,75	25,68	26,99	21,13	20,01
			D -критерий	0,9540	0,03480	0,02075	0,02351	0,01541	0,002193
			E -критерий	0,04395	0,010601	0,006618	0,00757	0,00578	0,001188
4	$I_6=I_1+I_2$	0,1	Величина I_6	6,2462	0,2542	0,1089	0,3229	0,006618	0
			Джиттер, %	23,16	17,69	16,75	16,25	15,56	20,01
			D -критерий	0,2731	0,05963	0,02783	0,05295	0,03826	0,002193
			E -критерий	0,1188	0,02268	0,00868	0,01671	0,009114	0,001188

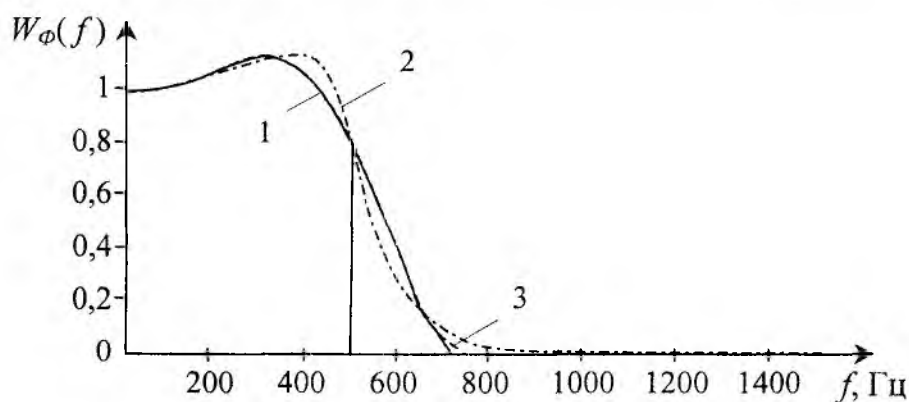


Рис. 7

Так, если принимается решение о том, что ТМ синтезируемого фильтра ($\alpha=0,5$) четвертого порядка, то наилучшие результаты по D - и E -критерию получены при использовании целевой функции $I_5=10I_2+I_3+I_4$. Тогда ТМ получается в виде

$$W_{\Phi}(p) = \frac{0,129p^2 + 4,73 \cdot 10^6}{p^2 + 3322p + 5,39 \cdot 10^6} \cdot \frac{10,07 \cdot 10^6}{p^2 + 1320p + 8,93 \cdot 10^6}, \quad (11)$$

а если допустима ТМ шестого порядка, то наилучшие результаты из всей совокупности исследованных вариантов дает ТМ, синтезированная по целевой функции I_1 :

$$W_{\Phi}(p) = \frac{0,1003p^2 + 9,52 \cdot 10^6}{p^2 + 1035p + 15,08 \cdot 10^6} \cdot \frac{0,273p^2 + 7,004 \cdot 10^6}{p^2 + 3645p + 5,47 \cdot 10^6} \cdot \frac{587p + 10,12 \cdot 10^6}{p^2 + 1998p + 8,22 \cdot 10^6}. \quad (12)$$

При получении выражений (11) и (12) для упрощения вычислительного процесса в вектор β неизвестных параметров ТМ записывались не частоты и добротности нулей и полюсов (как в выражении (5)), а коэффициенты при степенях оператора p в передаточной функции $W_{\Phi}(p)$. При необходимости частоты и добротности нулей и полюсов могут быть однозначно определены из полученных выражений передаточных функций.

Соответствующие АЧХ изображены на рис. 7, кривые 2 и 3. По ТМ (11) и (12), используя переход к каноническим формам, получение схемотехнических решений фильтров может осуществляться по известным методикам [6, 11].

Список литературы: 1. Ланнэ А.А. Потенциальные характеристики линейных фильтрующих цепей. М.: Связь, 1974. 56 с. 2. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. М.: Радио и связь, 2000. 520 с.: ил. 3. Тамм Ю.А., Садовский В.Б. Спектральные методы оценки качества передачи цифровых сигналов. М.: Связь, 1974. 72 с. 4. Кисель В.А. Аналоговые и цифровые корректоры: Справочник. М.: Радио и связь, 1986. 184 с.: ил. 5. Кловский Д.Д., Николаев Б.И. Инженерная реализация радиотехнических схем (в системах передачи дискретных сообщений в условиях межсимвольной интерференции). М.: Связь, 1975. 200 с.: ил. 6. Справочник по расчету и проектированию АРС-схем / С.А. Букашин, В.П. Власов и др.; Под ред. А.А. Ланнэ. М.: Радио и связь, 1984. 368 с. 7. Способ идентификации модели сетевых каналов связи / А.Н. Зеленин, А.И. Костромицкий, Д.В. Бондарь Патент Украины № 50385А. 8. Эйхгофф П. Основы идентификации систем управления. Оценка параметров и состояний / Под ред. Н.С. Райбмана: Пер. с англ. М.: Мир, 1975. 683 с. 9. Банди Б. Методы оптимизации: Вводный курс: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1988. 128 с.: ил. 10. Ильин В.Н. Основы автоматизации схемотехнического проектирования. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Энергия, 1979. 392 с.: ил. 11. Зеленин А.Н., Костромицкий А.И., Бондарь Д.В. Активные фильтры на операционных усилителях. 2-е изд. исправ. и доп. Харьков: Телетех, 2001. 150 с.: ил.

Харьковский национальный
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 22.12.2003