

УДК 621.372.54:519.728.2

ЧАСТОТА ДИСКРЕТИЗАЦИИ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ ЦИФРОВЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ

ЯВОРСКИЙ Б. И., ДОМБРОВСКИЙ З. И., ЯВОРСКИЙ В. И., ЛОТОЦКИЙ Я. В.

Эффективная борьба с эффектами наложения в случае дискретизации квантованного гармонического сигнала возможна при полном понимании условий их возникновения и учёте конкретного вида обработки, что в литературе отражено недостаточно [1—3].

В данной работе за счёт уточнения условий возникновения эффектов наложения при дискретизации квантованного сигнала получен алгоритм выбора частоты дискретизации, при которой эти эффекты несущественны для случая реализации цифровых полосовых фильтров при помощи специализированного вычислительного устройства (СВУ) с конечной разрядной сеткой.

Дискретизированный гармонический сигнал амплитуды U и частоты $f = T^{-1}$ можно представить амплитудно-модулированной последовательностью δ -импульсов с частотой

$$x(nT_d) = \sum_{n=0}^{\infty} U \sin 2\pi t/T \delta(t - nT_d). \quad (1)$$

Если сигнал квантован, то

$$x_q(nT_d) = \xi \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} U \sin 2\pi t/T \delta(t - nT_d) \right\}, \quad (2)$$

где $\xi\{\cdot\}$ — оператор квантования. На интуитивном уровне (2) отражает тот факт, что амплитуды в амплитудно-модулированной последовательности δ -импульсов принимают значения из ограниченного набора значений, однако оператор квантования на функциональном пространстве, содержащем δ -функции, корректно определить нельзя. Ещё сложнее дело обстоит с попыткой найти спектр последовательности вида (2). Для (2) тогда необходимо записать

$$X_q(j\Omega) = \lim_{a \rightarrow 0} (1/\sqrt{2\pi a}) \int_0^{\infty} x_{q0}(nT_d) \exp[-(t - nT_d)^2/2a^2] \exp(-j\Omega t) dt, \quad (3)$$

где $x_{q0}(nT_d)$ — амплитуда n -го δ -импульса в (2); δ -импульс заменён на «множитель сходимости» и совершён предельный переход [4], причём бесконечный предел интегрирования сохраняется при иррациональном числе T/T_d . Если отношение T/T_d — целое число, то пределы интегрирования будут $(0, T)$, а если T/T_d — рациональное число, то пределы интегрирования будут $(0, \nu T)$, где ν — целое число, определяемое из условий замкнутости цикла [5], поскольку в этом случае моменты отсчётов несинхронны с синусоидой и «плывут» от периода к периоду с ν -периодическим повторением их значений. Очевидно, что если наблюдаются эффекты наложения, то (3) содержит гармоники

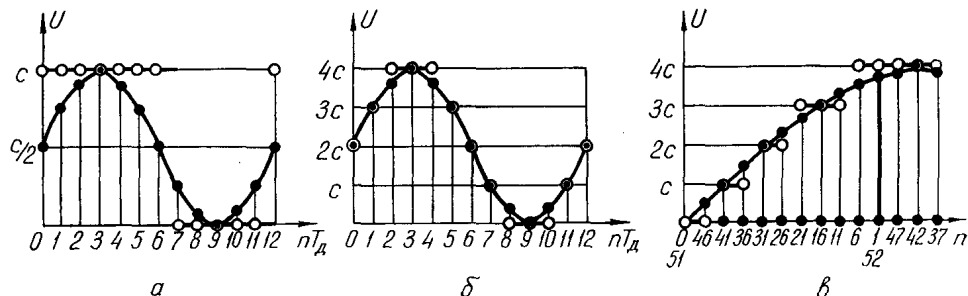


Рис. 1.

T^{-1} . Это можно объяснить следующим образом. На рис. 1, а показан случай АЦП гармонического сигнала низкого уровня. Практически на входе СВУ получим отсчёты меандра (незаштрихованные точки) амплитудой c , равной кванту АЦП. При увеличении числа разрядов получим на входе СВУ отсчёты сигнала, больше напоминающего входной гармонический сигнал (рис. 1, б). Спектр его уже, что уменьшает эффекты наложения. Однако при изменении, например, увеличении частоты входного гармонического сигнала, возможен случай некратного отношения T/T_d . На рис. 1, в показаны положения и значения первых отсчётов в каждом периоде в пределах отрезка, равного $0,25 T_d$ при отношении $T/T_d = 5,1$.

В случае квантования на вход СВУ тогда поступает сигнал, аналогичный дискретизованному ступенчатому сигналу (каждая незаштрихованная точка отдельной ступеньки соответствует первому отсчёту соответственного периода, а число на оси абсцисс есть текущим номером этого отсчёта). Спектр ступенчатого сигнала содержит гармоники, что может привести к возникновению эффекта наложения при малых значениях T/T_d , поскольку тогда основную роль играют низшие гармоники, амплитуда которых существенна. На рис. 2 показано положение гармоник при эффекте наложения, когда комбинационные частоты попадают в полосу пропускания фильтра, хотя на вход поступает сигнал, частота которого лежит вне полосы пропускания. Вышеизложенное подтверждается следующим численным экспериментом. На ЭВМ был запрограммирован

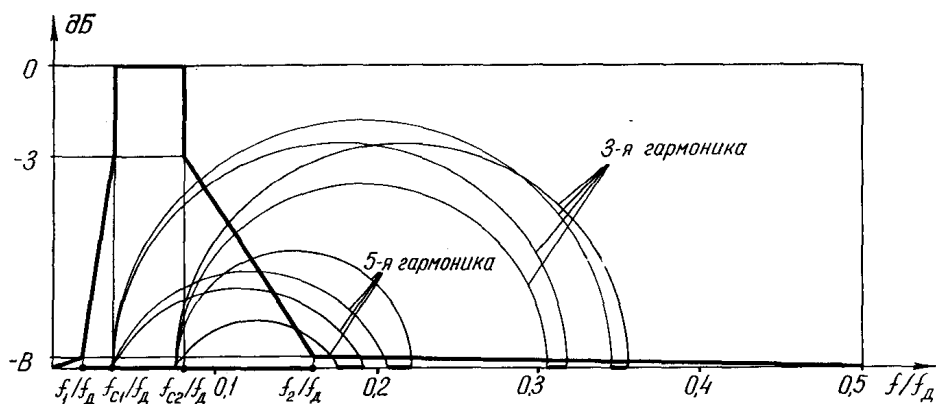


Рис. 2.

полосовой фильтр 8-го порядка при отношениях его характерных частот к частоте дискретизации, как на рис. 2, причем затухание $B=60$ дБ (рис. 2). На вход такого фильтра подавался гармонический сигнал с амплитудой $U=3,2 \cdot 10^{-4}$ и частотой $T^{-1}/T_d^{-1}=3,125 \cdot 10^{-1}$, что соответствует $\nu=5$. Рассматривалось два случая. В первом случае сигнал на входе фильтра квантовался («вес» кванта $c=3 \cdot 10^{-5}$), и на выходе фильтра был получен сигнал с амплитудой $U=2,65 \cdot 10^{-1}$, что соответствует эффекту наложения от третьей гармоники входного сигнала (рис. 2). Во втором случае сигнал не квантовался и на выходе фильтра был получен сигнал с амплитудой $U=8,4 \cdot 10^{-5}$, откуда видно, что эффекты наложения отсутствуют. Выбирая значения соотношения T/T_d , при которых комбинационные частоты низших гармоник не попадают в полосу пропускания фильтра, можно избежать эффектов наложения. Так как «аналитическое» решение этой задачи представляется достаточно трудным [(2) и (3)], то предлагается её «алгоритмическое» решение, т. е. результат получается не путём расчёта по полученной ранее формуле, а путём проведения вычислительного эксперимента. Исходя из возможностей современных средств вычислительной техники, практически это вполне реально и даёт быстрый результат.

Следуя вышеизложенному, рассмотрим возможные алгоритмы выбора частоты дискретизации для полосовых фильтров. Например, рассматривая (3), получим модуль спектра входного сигнала, значения высших гармоник сравним с T_d^{-1} , значения амплитуд полученных новых частот умножим на модуль передаточной функции фильтра и если новые, предварительные «взвешенные» значения амплитуд больше «веса» младшего разряда выходного регистра, то необходимо изменять (увеличивать) T_d^{-1} до тех пор, пока новые значения амплитуд не станут меньшими «веса» младшего разряда. При каждом новом значении T_d^{-1} коэффициенты фильтра необходимо пересчитывать.

Другой алгоритм выбора частоты дискретизации основан на применении имитационной или простой модели цифрового полосового фильтра (программ, написанных на языке высокого уровня). В случае имитационной модели учитываются ещё искажения, вносимые самим СВУ в процессе обработки. Имитационная модель имитирует дискретизацию и квантование входного сигнала, а модель фильтра производит обработку. Если влияние высших гармоник существенно, то эффекты наложения (появление сигнала в полосе пропускания) заметны в смысле выбранного критерия оптимальности. Тогда частоту дискретизации изменяем, производим перерасчёт коэффициентов и опять повторяем предыдущий этап до тех пор, пока эффекты наложения становятся допустимыми. Изменение частоты дискретизации можно производить как в целое число раз, так и в дробное. В случае цифровых полосовых фильтров эффекты наложения становятся незаметными при $T/T_d > 10$ десятиразрядном входном коде и затухании до 60 дБ.

В заключение необходимо отметить, что описанные условия возникновения эффектов наложения при $2 < T/T_d < 10$ представляют две возможности их исключения в случае полосовых фильтров: применение целых отношений T/T_d или применение предфильтрации с граничной частотой среза в 1,2—1,5 раза больше верхней частоты среза полосового фильтра, что не всегда возможно.

Второй алгоритм выбора частоты дискретизации проще первого и легко реализуем на ЭВМ. Практически он применялся для уточнения частоты дискретизации при ре-

лизации цифровых полосовых фильтров, особенно для сигналов, частоты которых лежат в пределах $f_{c2} < T^{-1} < 2T_{\pi}^{-1}$, где $f_{c2} \leq 10T_{\pi}^{-1}$ — верхняя граничная частота полосового фильтра, для фильтров с крутизной скатов амплитудно-частотных характеристик до 60 дБ/октаву и десятиразрядных плюс знаковый разряд входных цифровых кодах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. Т. 1 — М.: Мир, 1983.—312 с.
2. Kadlec F. Diskretni zpracovani akustickyh signalu.—Slaboproudny obz., 1979, v. 40, N 8, p. 377—383.
3. Константи́нидис А. Введение в цифровую фильтрацию.— М.: Мир, 1976.—216 с.
4. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы.— М.: Сов. радио, 1971.—672 с.
5. Драган Я. П. Модели сигналов в линейных системах.— Киев: Наукова думка, 1972.—302 с.

Поступило в редакцию после переработки 20.09.84.

УДК 621.372.54

ПОСТРОЕНИЕ НАБОРА УЗКОПОЛОСНЫХ СИНХРОННЫХ ФИЛЬТРОВ

ЧЕХ А. В., ЕРЕМЕНКО А. И.

Синхронные фильтры (СФ) [1—4], относящиеся к дискретно-аналоговым устройствам, обладают достоинствами цифровых (стабильность центральной частоты, возможность управления характеристиками, высокая реализуемая добротность) и аналоговых (экономичность, простота реализации) устройств. СФ с использованием цифровых и аналоговых микросхем могут быть применены для построения набора узкополосных фильтров, например, доплеровской гребенки.

Повышение избирательности фильтров набора может достигаться с помощью весового суммирования напряжений простейших расстроенных СФ второго порядка или применением независимых друг от друга активных фильтров нижних частот высоких порядков с коммутацией конденсаторов.

В первом случае набор фильтров строится по схеме рис. 1, а, имеющий один вход и $m=1, 2, \dots, l$ выходов, каждый из которых при помощи весовых сумматоров дает ли-

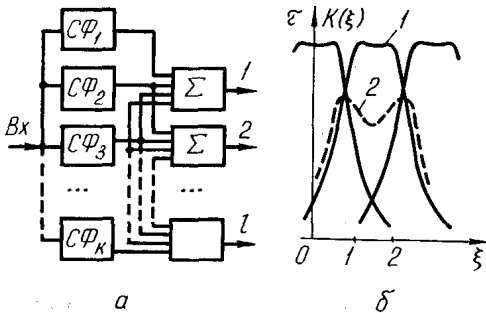


Рис. 1.

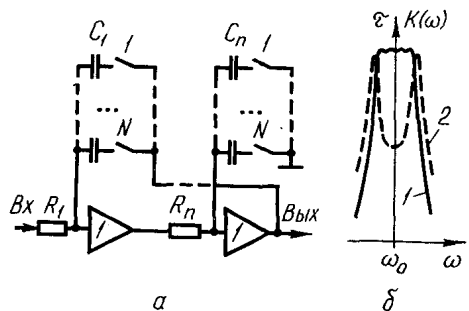


Рис. 2.

нейную комбинацию выходных напряжений параллельно включенных СФ. Коэффициент передачи каждого фильтра в наборе

$$\dot{K}_m(\xi) = \sum_{i=1}^n \dot{K}_{im}(\xi) \dot{X}_{im}, \tag{1}$$

где $K_{im}(\xi) = 1/[1 + j\alpha(\xi - \xi_{im})]$ — коэффициент передачи СФ второго порядка; ξ и ξ_{im} — обобщенные текущая и начальная расстройки СФ; α — коэффициент обобщенной добротности, равный отношению разности обобщенных начальных расстроек соседних СФ и половины полосы пропускания СФ на уровне -3 дБ; \dot{X}_{im} — в общем случае комплексные весовые коэффициенты. С целью упрощения реализации рассмотрим фильтры с вещественными весовыми коэффициентами.

Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ), а также характеристика времени задержки (ХВЗ) рассчитываются по следующим выражениям:

$$|\dot{K}_m(\xi)| = \sqrt{K_{1m}^2(\xi) + K_{2m}^2(\xi)}, \quad \varphi_m(\xi) = \text{arctg} [K_{2m}(\xi)/K_{1m}(\xi)], \tag{2}$$