

В.Е.БОЧАРОВ, О.П.ЛЫСЕНКО, кандидаты техн. наук, доценты,
И.Я.НАУМЕНКО, науч. сотр.

АЛГОРИТМ МАШИННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ РЕКУРСИВНЫХ ФИЛЬТРОВ

Предложен алгоритм для машинного проектирования цифровых рекурсивных фильтров с использованием метода билинейного преобразования частоты.

Расчет рекурсивных цифровых фильтров по методу билинейного преобразования частоты предусматривает выполнение алгебраических преобразований, которые трудно описать в виде общего машинного алгоритма. При этом в ЭВМ обычно вводят не исходные данные, а промежуточные [1].

Предлагаемый алгоритм лишен указанных недостатков. В ЭВМ вводятся исходные данные: частоты среза f_{c1}, f_{c2} , переходная частота f_n и коэффициент передачи на этой частоте δ , частота дискретизации F . Результатом расчета являются весовые коэффициенты нерекурсивной (α_i) и рекурсивной (β_i) части цифрового фильтра. Алгоритм расчета рассмотрим на примере режекторного цифрового фильтра Баттерворта.

Расчет соответствующих частот $\omega_{a.c1}, \omega_{a.c2}, \omega_{a.n}$ для аналогового режекторного фильтра-прототипа выполняется по формуле [2]

$$\omega_a = 2F \operatorname{tg} \left[\omega / (2F) \right]. \quad (1)$$

Переходная частота для аналогового ФНЧ-прототипа

$$\omega_n = - \frac{\omega_{a.n} \omega_\Delta}{\omega_{a.n}^2 + \omega_x}, \quad (2)$$

где $\omega_x = \omega_{a.c1} \omega_{a.c2}$, $\omega_\Delta = \omega_{a.c2} - \omega_{a.c1}$.

Порядок n аналогового ФНЧ можно найти из условия

$$1 / \sqrt{1 + \omega_n^{2n}} \leq \delta. \quad (3)$$

Передаточная функция $K_n(p_N)$ аналогового ФНЧ имеет вид

$$K_n(p_N) = \prod_{i=1}^n \left[1 / (p_N - p_{in}) \right], \quad (4)$$

где

$$p_{in} = - \sin \left(\pi \frac{2i-1}{2n} \right) + j \cos \left(\pi \frac{2i-1}{2n} \right), \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (5)$$

— устойчивые полюсы ФНЧ-прототипа.

Из формулы (5) следует, что при четном значении n все полюсы p_{in} комплексные, а при нечетном n один из полюсов действительный, равный -1 .

Теперь получим соотношение, позволяющее вычислить по n полюсам аналогового ФНЧ (p_{in}) $2n$ полюсов (p_{ir}) соответствующего аналогового режекторного фильтра. Для этого запишем выражение передаточной функции $K_r(p)$ аналогового режекторного фильтра, для чего в выражении (4) сделаем замену вида $p_N = p\omega_\Delta / (p^2 + \omega_x)$:

$$K_r(p) = \prod_{i=1}^n \frac{1}{p\omega_\Delta / [(p^2 + \omega_x) - p_{in}]} = \prod_{i=1}^n \frac{p^2 + \omega_x}{p\omega_\Delta - p^2 p_{in} - \omega_x p_{in}}.$$

После преобразований получим

$$K_r(p) = K_0 \prod_{i=1}^n \frac{p^2 + \omega_x}{p^2 - \omega_\Delta p / p_{in} + \omega_x},$$

где $K_0 = \prod_{i=1}^n (-1/p_{in})$.

Выражение для $K_r(p)$ можно представить в виде

$$K_r(p) = K_0 \prod_{i=1}^{2n} \frac{\sqrt{p^2 + \omega_x}}{p - p_{ir}}, \quad (6)$$

где

$$p_{ir} = \frac{\omega_\Delta}{2p_{in}} \pm \sqrt{\left(\frac{\omega_\Delta}{2p_{in}}\right)^2 - \omega_x}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, n. \quad (7)$$

Анализ выражения (6) показывает, что если полюс аналогового ФНЧ (p_{in}) комплексный, то ему соответствует пара комплексных полюсов (p_{ir}) режекторного фильтра. Если же p_{in} — действительный ($p_{in} = -1$), то соответствующая ему пара полюсов режекторного прототипа может быть как комплексной величиной, так и действительной.

Получим соотношение, позволяющее по полюсам p_{ir} получить весовые коэффициенты α_i, β_i цифрового режекторного фильтра. Для этого запишем выражение передаточной функции $H(z)$ цифрового режекторного фильтра, для чего в выражении (6) сделаем замену вида $p = 2F(z-1)/(z+1)$:

$$\begin{aligned} H(z) &= K_0 \prod_{i=1}^{2n} \frac{\sqrt{(2F(z-1)/(z+1))^2 + \omega_x}}{2F(z-1)/(z+1) - p_{ir}} = \\ &= K_0 \prod_{i=1}^{2n} \frac{\sqrt{4F^2(z-1)^2 + \omega_x(z+1)^2}}{2F(z-1) - p_{ir}(z+1)}. \end{aligned}$$

Для случая комплексных полюсов p_{ir} сгруппируем попарно множители последнего выражения таким образом, чтобы в них входили комплексно-сопряженные полюсы p_{ir} и \dot{p}_{ir} :

$$H(z) = K_0 \prod_{i=1}^n \frac{4F^2(z-1)^2 + \omega_x(z+1)^2}{[2F(z-1) - p_{ir}(z+1)][2F(z-1) - \dot{p}_{ir}(z+1)]}.$$

Каждый множитель, входящий под знак произведения в последнем выражении, соответствует передаточной функции биквадратного блока, входящего в состав рассматриваемого цифрового фильтра. Найдем выражения весовых коэффициентов указанных биквадратных блоков. Для этого преобразуем последнее соотношение к виду

$$H(z) = K_0 \prod_{i=1}^n \frac{\alpha_{0i}z^2 + \alpha_{1i}z + \alpha_{2i}}{(z - z_{1i})(z - z_{2i})} = K_0 \prod_{i=1}^n \frac{\alpha_{0i}z^2 + \alpha_{1i}z + \alpha_{2i}}{z^2 + \beta_{1i}z + \beta_{2i}},$$

где

$$\alpha_{0i} = \alpha_{2i} = \frac{4F^2 + \omega_x}{(2F - p_{ir})(2F - \dot{p}_{ir})},$$

$$\alpha_{1i} = \frac{2\omega_x - 8F^2}{(2F - p_{ir})(2F - \dot{p}_{ir})}, \quad (8)$$

$$z_{1i} = \frac{2F + p_{ir}}{2F - p_{ir}}, \quad z_{2i} = \dot{z}_{1i} = \frac{2F + \dot{p}_{ir}}{2F - \dot{p}_{ir}},$$

$$\beta_{1i} = -2\operatorname{Re}z_{1i}, \quad \beta_{2i} = |z_{1i}|^2. \quad (9)$$

Поскольку при нечетном n возможен случай, когда пара полюсов режекторного аналогового фильтра является действительной величиной (σ_{1r}, σ_{2r}), можно показать, что этому случаю соответствует биквадратный блок цифрового фильтра с весовыми коэффициентами

$$\alpha_0 = \alpha_2 = \frac{4F^2 + \omega_x}{(2F - \sigma_{1r})(2F - \sigma_{2r})},$$

$$\alpha_1 = \frac{2\omega_x - 8F^2}{(2F - \sigma_{1r})(2F - \sigma_{2r})}, \quad (10)$$

$$\beta_1 = -(a_1 + a_2), \quad \beta_2 = a_1 a_2, \quad (11)$$

где

$$a_1 = (2F + \sigma_{1r}) / (2F - \sigma_{1r}), \quad a_2 = (2F + \sigma_{2r}) / (2F - \sigma_{2r}).$$

Полученные выражения позволяют сформулировать следующий алгоритм машинного проектирования цифрового режекторного фильтра Баттерворта.

1. Из выражений (1) — (3) определяется порядок n аналогового ФНЧ-прототипа.

2. Рассчитывается n устойчивых полюсов этого фильтра по формуле (5).

3. Определяется $2n$ полюсов режекторного аналогового фильтра согласно выражению (7).

4. При четном значении n рассчитываются весовые коэффициенты цифрового фильтра по выражениям (8), (9). При нечетном n производится анализ полюсов p_{ir} с целью выяснения, комплексная или действительная это величина.

5. Если полюс p_{ir} комплексный, то весовые коэффициенты цифрового фильтра вычисляются также по выражениям (8), (9). Если p_{ir} — действительная величина, то весовые коэффициенты соответствующего биквадратного блока определяются согласно (10), (11).

Список использованной литературы

1. Белкин М.К., Белинский В.Т., Мазор Ю.Л., Терещук Р.М. Справочник по учебно-проектированию приемно-усилительных устройств. К., 1988. 371 с. 2. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М., 1978. 848 с.

Поступила в редколлегию 23.04.92

УДК 681.327

С.А. ДОВБИШ, інж.

ЗАХИСТ ІНФОРМАЦІЇ В ОЗП НА КМОН-МІКРОСХЕМАХ

Запропонована схема, яка забезпечує збереження інформації в мікросхемах КМОН ЗП при зникненні напруги живлення. Використання схеми підвищує надійність роботи ЗП.

Відомо [1, 2], що мікросхеми КМОН ЗП можуть протягом значного часу зберігати інформацію при зниженні напруги живлення. Пропонується схема забезпечує надійне її зберігання й тоді, коли основна напруга живлення буде вимкнута. Щоб запобігти спотворенню інформації, яка зберігається в ЗП (а таке спотворення може виникнути під час вмикання або вимикання основного джерела живлення), на вхід CS мікросхем ЗП слід подати потенціал живлення мікросхем.

Схема (див. рисунок), яка перемикає живлення мікросхем ЗП з основного джерела на резервне, працює в такий спосіб. На вхід V_{x1} подається напруга основного джерела живлення (+5 В), на вхід V_{x2} — акумуляторної батареї (+3 ... 4 В), на вхід V_{x3} — сигнал вибірки пам'яті від зовнішньої схеми керування (ТТЛ рівня). Напруга з виходу V_{y1} поступає на входи живлення мікросхем ЗП, з виходу V_{y2} — на входи CS мікросхем ЗП.