

## Литература

1. Тетерич Н.М. Генераторы шума и измерение шумовых характеристик. - М.: Энергия, 1968. - 215 с.
2. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей. - М.: Связь, 1972. - 328 с.
3. Андронов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э. Теория колебаний. - М.: Наука, 1981. - 915 с.
4. Кияшко С.В., Пиковский А.С., Рабинович М.И. Автогенератор радиодиапазона со стохастическим поведением. - Радиотехника и электроника, 1980, № 2, с. 336-343.
5. Гаушус Э.В. Исследование динамических систем методом точечных отображений. - М.: Наука, 1976. - 368 с.

УДК 621.372

С.А.Тимофеев, В.Д.Кузенков, В.В.Лотин, Е.И.Кострюков

### ОБ ОДНОМ СПОСОБЕ ПОСТРОЕНИЯ И РЕАЛИЗАЦИИ ЦИФРОВОГО ЧАСТОТНОГО ДИСКРИМИНАТОРА

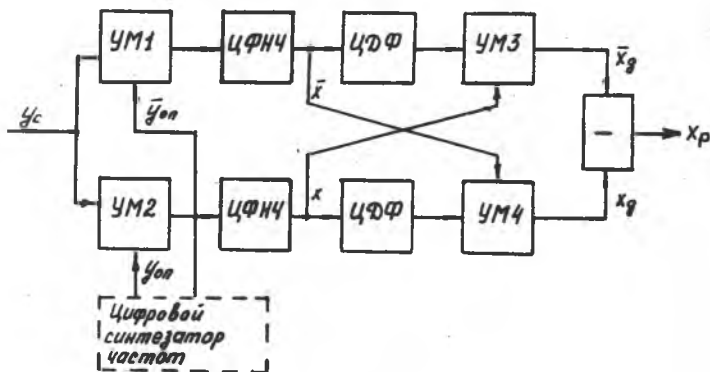
В радиотехнических системах широко применяются следящие измерители частоты, чувствительным элементом которых является частотный дискриминатор [1]. Аналоговым измерителям присущи погрешности, обусловленные нестабильностью параметров аппаратуры при изменении условий окружающей среды. Поэтому представляет интерес построение полностью цифрового измерителя.

В работе исследуется цифровой эквивалент аналогового частотного дискриминатора (рис. 1). В нем имеются два квадратурных канала, каждый из которых содержит умножитель УМ1, цифровой фильтр нижних частот ЦФЧ, цифровой дифференциатор ЦДФ, умножитель УМ2, вычитающее устройство, цифровой синтезатор гармонических колебаний.

Рассмотрим алгоритм работы цифрового частотного дискриминатора при гармоническом входном сигнале. На входы умножителей поступают отсчеты сигнала и колебаний опорной частоты

$$y_c = A \sin \omega_c K T ;$$

$$y_{on} = \sin \omega_{on} K T ; \quad \bar{y}_{on} = \cos \omega_{on} K T ,$$



Р и с. 1. Структурная схема цифрового частотного дискриминатора

где  $T$  - период дискретизации;  
 $k$  - номер текущего отсчета.

После перемножения в УМ1, УМ2 на выходе ЦФНЧ выделяются колебания разностной частоты

$$x = A/2 \cos(\omega_c - \omega_{оп})kT ;$$

$$\bar{x} = A/2 \sin(\omega_c - \omega_{оп})kT ,$$

которые дифференцируются ЦДФ. На выходе умножителей УМ3 и УМ4 имеем:

$$x_g = (\omega_c - \omega_{оп}) \cdot A/4 + (\omega_c - \omega_{оп}) \cdot A/4 \cdot \cos 2(\omega_c - \omega_{оп})kT ;$$

$$\bar{x}_g = -(\omega_c - \omega_{оп}) \cdot A/4 + (\omega_c - \omega_{оп}) \cdot A/4 \cdot \cos 2(\omega_c - \omega_{оп})kT .$$

При вычитании  $x_g$  и  $\bar{x}_g$  получаем сигнал рассогласования  $X_p = A/2 (\omega_c - \omega_{оп})$ , фаза которого определяет сторону уклонения, а амплитуда - степень рассогласования.

Авторы поставили целью: оценить влияние порядков ЦФНЧ, ЦДФ и порядковности их коэффициентов на линейность дискриминационной характеристики; исследовать возможности замены цифрового гармонического колебания цифровым эквивалентом меандра. Это существенно упрощает конструкцию цифрового синтезатора частоты и позволяет заменить операцию умножения чисел в УМ1 и в УМ2 умножением на  $\pm 1$ .

Исследование цифрового дискриминатора осуществлялось путем моделирования на ЭВМ. При гармонических входных сигналах, используя свойство инвариантности к временному сдвигу линейных дискретных систем, можно создать достаточно простую модель дискриминатора, в которой его элементы описываются своими частотными характеристиками. Рассмотрим модель частотного дискриминатора подробнее.

Частотные характеристики фильтров, реализованных в рекурсивной форме, описываются выражением

$$H_{\text{цфнч}}(e^{j\omega T}) = \prod_{i=1}^M \frac{1 + a_{1i} e^{-j\omega T} + a_{2i} e^{-j2\omega T}}{1 + b_{1i} e^{-j\omega T} + b_{2i} e^{-j2\omega T}}; \quad (1)$$

$$H_{\text{цдф}}(e^{j\omega T}) = \prod_{\gamma=1}^N \frac{1 + a_{1\gamma} e^{-j\omega T} + a_{2\gamma} e^{-j2\omega T}}{1 + b_{1\gamma} e^{-j\omega T} + b_{2\gamma} e^{-j2\omega T}}, \quad (2)$$

где  $a_{1i}, a_{2i}, b_{1i}, b_{2i}$  - коэффициенты ЦФНЧ;

$a_{1\gamma}, a_{2\gamma}, b_{1\gamma}, b_{2\gamma}$  - коэффициенты ЦДФ.

В качестве фильтра прототипа для ЦФНЧ целесообразно использовать аналоговый фильтр Баттворорта, как не имеющий пульсаций АЧХ. Для дискретизации АФНЧ может быть применен метод билинейного преобразования [2].

При расчете коэффициентов  $a_{1\gamma}, a_{2\gamma}, b_{1\gamma}, b_{2\gamma}$  использовалась оптимизация по Девидону-Флетчеру-Пауэллу для обеспечения аппроксимации АЧХ дифференциатора с точностью  $10^{-4} - 10^{-2}$  (в зависимости от порядка фильтра) в полосе частот от  $\Omega = 0$  до  $\Omega = 0,1$  ( $\Omega$  - относительная цифровая частота,  $\Omega = \omega T$ ).

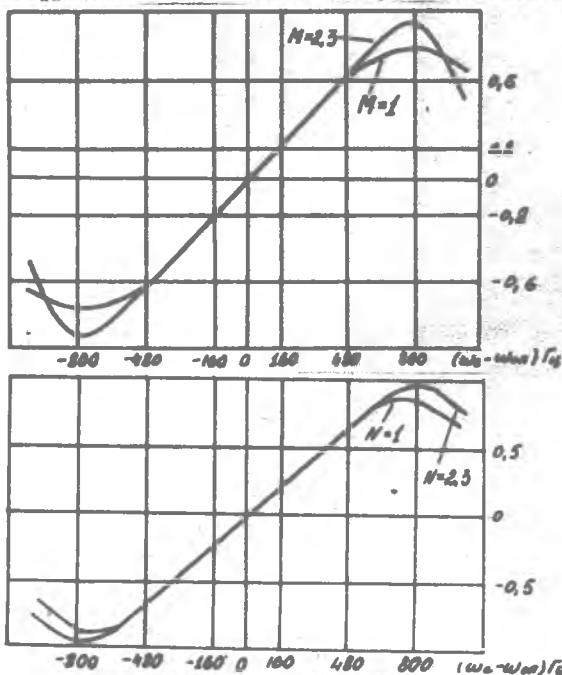
Используя соотношение (1) и (2), запишем передаточную функцию цифрового частотного дискриминатора

$$\begin{aligned}
 X_p = & I_m (e^{j\Delta\omega T} \cdot H_{\text{ЦФНЧ}}(e^{j\Delta\omega T}) \cdot H_{\text{ЦДФ}}(e^{j\Delta\omega T})) \cdot \\
 & \cdot \text{REAL}(e^{j\Delta\omega T} \cdot H_{\text{ЦФНЧ}}(e^{j\Delta\omega T})) - I_m (e^{j\Delta\omega T} \cdot H_{\text{ЦФНЧ}}(e^{j\Delta\omega T})) \cdot \\
 & \cdot \text{REAL}(e^{j\Delta\omega T} \cdot H_{\text{ЦФНЧ}}(e^{j\Delta\omega T}) \cdot H_{\text{ЦДФ}}(e^{j\Delta\omega T})) + \\
 & + I_m (e^{j(\omega_c + \omega_{оп})T} \cdot H_{\text{ЦФНЧ}}(e^{j(\omega_c + \omega_{оп})T}) \cdot H_{\text{ЦДФ}}(e^{j(\omega_c + \omega_{оп})T})) \cdot \\
 & \cdot \text{REAL}(e^{j(\omega_c + \omega_{оп})T} \cdot H_{\text{ЦФНЧ}}(e^{j(\omega_c + \omega_{оп})T})) - I_m (e^{j(\omega_c + \omega_{оп})T} \cdot \\
 & \cdot H_{\text{ЦФНЧ}}(e^{j(\omega_c + \omega_{оп})T})) \cdot \text{REAL}(e^{j(\omega_c + \omega_{оп})T} \cdot H_{\text{ЦФНЧ}}(e^{j(\omega_c + \omega_{оп})T}) + H_{\text{ЦДФ}}(e^{j(\omega_c + \omega_{оп})T})),
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

где  $\Delta\omega = \omega_c - \omega_{оп}$ .

Машинный эксперимент проводился при следующих условиях: диапазон частот входного сигнала 8,8 - 11,2 кГц, частота дискретизации  $f_g = 50$  кГц, частота среза ЦФНЧ  $f_c = 1$  кГц.

На рис. 2-5 представлены дискриминационные характеристики, рассчитанные по (3). Полоса рабочих частот дискриминатора определялась при коэффициенте нелинейности дискриминационной кривой  $\delta = 0,1$ .

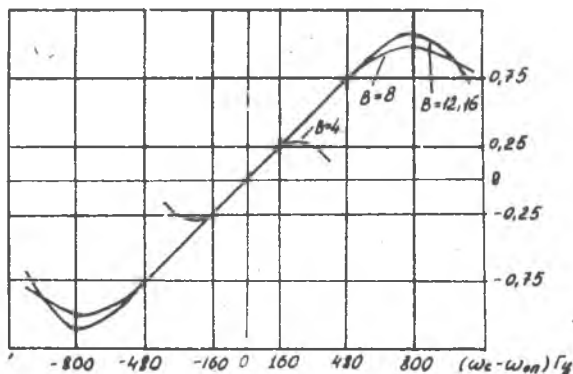


Р и с. 2. Зависимость дискриминационной характеристики от порядка ЦФНЧ (а) и от порядка ЦДФ (б)

На рис. 2 приведена зависимость рабочей полосы характеристики от порядка ЦФНЧ и ЦДФ. Из графиков видно, что при  $M > 2$  ширина линейного участка практически не изменяется. Это объясняется тем, что при  $M > 2$  подавление сигнала на частоте, равной  $(\omega_c + \omega_{оп})$ , превышает 80 дБ и вклад суммарной составляющей становится ничтожно малым. Ограничение ширины линейного участка определяется частотой среза ЦФНЧ и рабочим диапазоном ЦДФ. Последний выбран достаточно широким (при  $N = 2$  ошибка нелинейности ЦДФ равна  $10^{-4}$  вплоть до частоты  $\Omega = 0,1$ ), поэтому при выбранной частоте среза ЦФНЧ  $\Omega = 0,02$  влиянием ЦДФ можно пренебречь.

Усечение разрядности коэффициентов фильтров приводит к изменению частотных характеристик системы [2]. Этот эффект может быть исследован на модели в соответствии с (3).

На рис. 3 приведена зависимость полосы дискриминационной характеристики от разрядности коэффициентов.



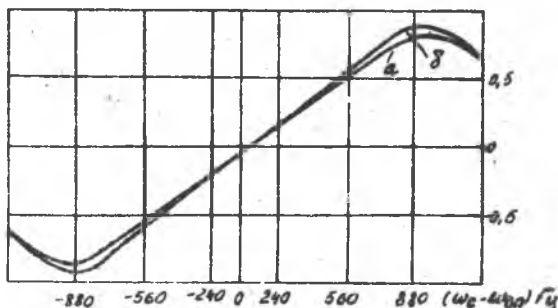
Р и с. 3. Зависимость дискриминационной характеристики от разрядности коэффициентов

При разрядности  $B = 4$  полоса линейного участка характеристики уменьшается до 80 Гц. Это происходит в результате "разрушения" характеристик ЦФНЧ и ЦДФ [2]. При  $B = 8, 12, 16$  ширина линейного участка дискриминационной характеристики изменяется от 200 Гц до 520 Гц.

Сигнал на входе ЦДФ сосредоточен в области частот (считая, что суммарная составляющая подавляется ЦФНЧ), определяемой полосой пропускания фильтра ЦФНЧ. В данном случае частота среза ЦФНЧ

оставляет  $\Omega' = 0,02$ , а полоса ЦДФ при  $N = 2$  равна  $0,1$  при ошибке аппроксимации  $10^{-4}$ , поэтому становится возможным введение прореживания отсчетов на входе ЦДФ (децимация частоты), что приводит к уменьшению аппаратных затрат при реализации ЦДФ. На рис. 4 приведены две дискриминационные характеристики измерителя: с децимацией (а) и без децимации (б) частоты при  $M = N = 2$  и коэффициенте прореживания, равном 5.

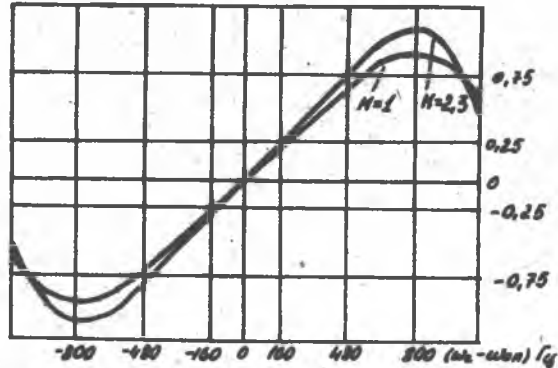
При замене опорного цифрового гармонического колебания цифровым эквивалентом меандра в спектре опорного колебания появляются нечетные гармонические составляющие [3], которые при перемножении на входной сигнал дают колебания на суммарной частоте и ее четных гармониках. Эти составляющие эффективно подавляются ЦФЧ при  $M = 2$ . На рис. 5 приведены дискриминационные характеристики при  $M = 1, 2, 3$  и  $N = 2$  для случая замены цифрового гармонического колебания цифровым эквивалентом меандра.



Р и с. 4. Дискриминационная характеристика:  
а - с децимацией частоты, б - без децимации частоты

Результаты моделирования (рис. 2-5) позволяют сделать вывод о возможности построения цифрового частотного дискриминатора, реализованного по структурной схеме рис. 1.

При умеренных требованиях к линейности характеристики дискриминатора устройство получается весьма простым и содержит два ЦФЧ второго порядка, два ЦДФ второго порядка при разрядности коэффициентов  $B = 8$ , два перемножителя, вычитатель и два инвертора знака чисел.



Р и с. 5. Зависимость дискриминационной характеристики от порядка ЦФЧ при замене гармонического опорного колебания

#### Литература

1. Колчминский В.Е. Допплеровские устройства и системы навигации. - М.: Советское радио, 1975. - 430 с.
2. Оппенгейм А.В., Шафер Р.В. Цифровая обработка сигналов. - М.: Связь, 1979. - 416 с.
3. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. - М.: Советское радио, 1977. - 606 с.

УДК 681.325

В.С.Кочкарев, В.В.Семенов, В.С.Вопилин

#### РАЗРАБОТКА МЕТОДА РАСЧЕТА МАГНИТНОЙ ПРОВОДИМОСТИ В ЗУБЦОВЫХ ЗАВОРАХ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ДАТЧИКОВ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

В трансформаторных датчиках перемещений размеры чувствительного элемента существенно больше размеров отдельных зубцов, поэтому целесообразно использовать предположение об однородности поля в воздушном зазоре.

На базе этого предположения разработан экспериментально-теоретический метод расчета проводимости в расщепленном зубцовом зазоре