Записки Ленинградского горного института.
Т. 128. СПб, 1991

УДК 62-83:621.38

Т.О.РОССО

ЦИФРОВОЙ И ЦИФРОАНАЛОГОВЫЙ ВЕКТОРНЫЙ ФИЛЬТР ДЛЯ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫХ ПРИВОДОВ С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

В частотно-регулируемых приводах с трансвекторным управлением для формирования сигналов управления преобразователем частоты необходимы сигналы основных гармоник потокосцепления или напряжения и тока двигателя. Тиристорные преобразователи частоты со звеном постоянного тока (ТПЧ) или непосредственного типа (ТНПЧ) дают выходные напряжения с большим процентным содержанием высших гармоник, что сказывается на гармоническом составе основных электромагнитных величин, характеризующих работу двигателя [2]. Это приводит, с одной стороны, к повышению потерь в двигателе на 10-12 %, с другой - требует специальных векторных фильтров в системе трансвекторного управления.

Наилучшее качество фильтрации обеспечивает активный векторный фильтр, представляющий собой следящую систему, замкнутую по фазе сигнала. В аналоговом варианте такой фильтр известен под названием „тригонометрический анализатор" [3, 4].

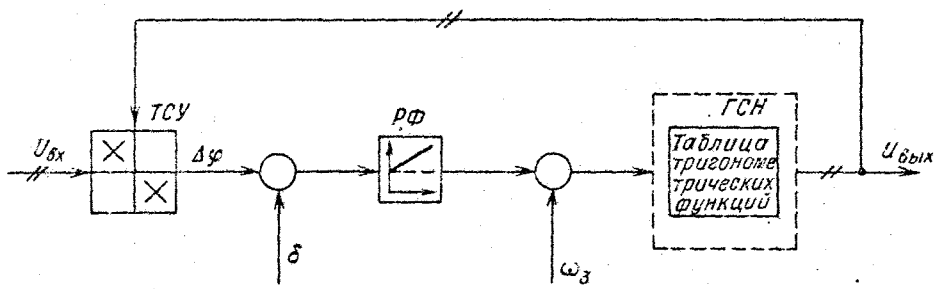


Рис.1. Функциональная схема векторного фильтра (тригонометрического анализатора)

Основу фильтра (рис.1) составляет генератор двухфазной системы синусоидальных напряжений (ГСН). Тригонометрическое сравнивающее устройство (ТСУ) вычисляет значение, пропорциональное $\sin\Delta\varphi$, где $\Delta\varphi$ - разность фаз входной и выходной системы.

Двухфазная система входных напряжений, искаженных помехой,

$$U_{вх}\begin{Bmatrix}\sin\varphi^{*}\\ \cos\varphi^{*}\end{Bmatrix}.$$

Двухфазная система выходных синусоидальных напряжений, нормированных по амплитуде,

$$U_{\text{вых}}\begin{Bmatrix}\sin\varphi\\ \cos\varphi\end{Bmatrix}.$$

В схеме предусмотрена опережающая связь по заданию частоты ω_3 для улучшения условий работы регулятора фазы и возможность коррекции фазы на величину δ, $\delta \leq \pm 10^{\circ}$. Регулятор фазы (РФ) стандартный типа ПИ или П.

Тригонометрический анализатор, в основе которого лежит двухфазный генератор, стабилизированный по амплитуде, с пропорциональным регулятором частоты описывается системой дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases}\dfrac{d}{dt}X = K_\rho(\rho_3-\rho)X - jK_\omega X\Delta\varphi;\\ \dfrac{d}{dt}Y = K_\rho(\rho_3-\rho)Y + jK_\omega Y\Delta\varphi,\end{cases} \qquad (1)$$

где

$$X=\rho e^{j\varphi};\quad Y=\rho e^{-j\varphi};\quad XY=\rho^2;$$

ρ, ρ_3 - текущее и заданное значения модуля выходных напряжений; K_ω - коэффициент усиления по частоте; K_ρ - коэффициент усиления по амплитуде.

Домножая первое уравнение на Y, а второе на X и вычитая второе уравнение из первого, получаем

$$Y\frac{d}{dt}X - X\frac{d}{dt}Y = -2jK_\omega\rho^2\Delta\varphi. \qquad (2)$$

Так как

$$Y\frac{d}{dt}X = \rho e^{-j\varphi}j\dot{\varphi}\rho e^{j\varphi} = j\dot{\varphi}\rho^2,$$

$$X\frac{d}{dt}Y = -\rho e^{j\varphi}j\dot{\varphi}\rho e^{-j\varphi} = -j\dot{\varphi}\rho^2,$$

то уравнение (2) приобретает вид

$$\dot{\varphi} = -K_\omega\Delta\varphi. \qquad (3)$$

Построение векторного фильтра предполагает 16 операций умножения и 7 операций сложения в каждом цикле фильтрации [3].

В цифровом векторном фильтре произведена замена генератора двухфазных колебаний таблицами тригонометрических функций, записанными в ПЗУ микропроцессора. Это значительно сокращает необходимое количество операций умножения и позволяет реализовать цифровой фильтр на программируемом контроллере „Электроника МС2702". Контроллер создан на основе микропроцессорного набора серии К580. Базовым элементом является микросхема КР580ИК80А - однокристальный восьмиразрядный параллельный микропроцессор.

Основные технические характеристики контроллера „Электроника МС2702": частота тактового генератора I,8 МГц, число регистров общего назначения 6, время выполнения коротких команд 2 мкс, прямая адресация к памяти емкостью до 64 кбайт. Ассемблер насчитывает 78 базовых команд одно-, двух-, и трехбайтовых форматов.

Диалог с контроллером осуществляется с помощью программирующего пульта управления с использованием управляющей программы „Монитор". Система команд включает арифметические и логические команды, команды условных и безусловных переходов, команды стековых операций, команды сложения слов двойной длины, команды управления и команды ввода - вывода. Операция умножения реализуется на уровне микропрограммирования. Программное обеспечение контроллера включает стандартную подпрограмму умножения двухбайтовых чисел с фиксированной запятой, время ее выполнения 640 мкс. Очевидно, что для реализации алгоритма фильтрации, т.е. для работы в реальном масштабе времени, она непригодна. Для сокращения времени умножения использована эффективная программа умножения [I], дополненная подпрограммой вычисления абсолютного значения множителей, предварительной оценки знака произведения и присвоения знака результату. Такое решение наиболее рационально с точки зрения сокращения времени выполнения программы. Четырехквадрантное умножение восьмиразрядных чисел выполняется за 400 машинных тактов, что соответствует 220 мкс.

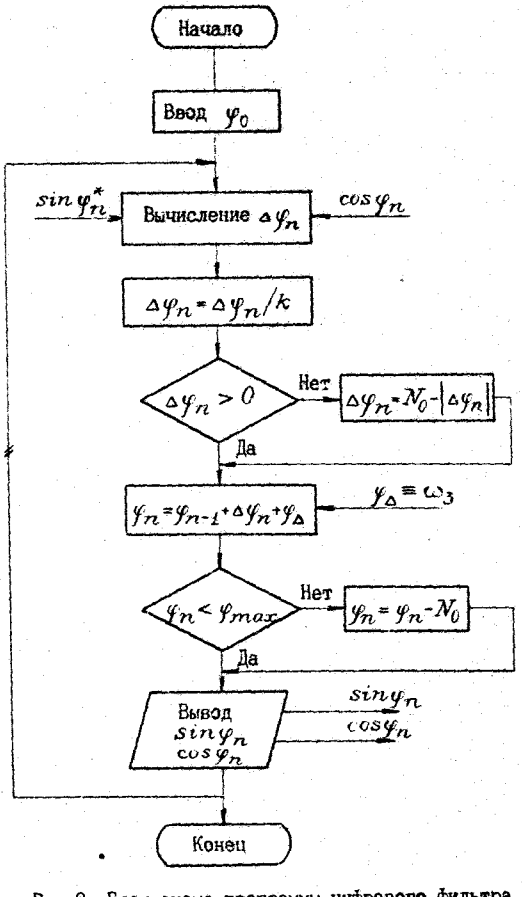


Рис.2. Блок-схема программы цифрового фильтра

Алгоритм фильтрации, реализованный на контроллере, приведен на рис.2. В его основе лежит соотношение (3).

Первым шагом в программе является запись начального адреса таблицы φ_0 в двойной регистр, затем запуск всех АЦП и съем кодов. На следующем шаге, который является первым в многократно повторяемом цикле, производится вычисление текущего значения разности фаз $\Delta\varphi_n$:

$$\Delta\varphi_n \approx \sin\Delta\varphi_n = \sin\varphi_{n-1}\cos\varphi_n^* - \cos\varphi_{n-1}\sin\varphi_n^*,$$

де $\sin\varphi_n^*$ и $\cos\varphi_n^*$ – преобразованные через АЦП текущие значения входной двухфазной системы сигналов, искаженных помехой; $\sin\varphi_{n-1}$ и $\cos\varphi_{n-1} = \sin(\varphi_{n-1} + \pi/2)$ – табличные значения функций, найденные через текущую фазу φ_{n-1} в предыдущем цикле выполнения программы.

Программа составлена таким образом, что текущее значение фазы является адресом тригонометрической таблицы, который, в свою очередь, складывается из трех составляющих:

$$\varphi_n = \varphi_{n-1} + \Delta\varphi_n + \varphi_\Delta = \varphi_0 + \Sigma\Delta\varphi_n + n\varphi_\Delta,$$

где φ_{n-1} – адрес, вычисленный в предыдущем цикле; $\Delta\varphi_n$ – текущая разность фаз, скорректированная регулятором; φ_Δ – заданная частота в масштабе фазы; φ_n – адрес таблицы для вывода соответствующих значений $\sin\varphi_n$ и $\cos\varphi_n$ на заключительном шаге цикла фильтрации.

В каждом цикле производятся следующие проверки:

$\varphi_n \leq \varphi_{max}$, при $\varphi_n > \varphi_{max}$ – смещение адресов на 2π, где φ_{max} – заключительный адрес таблицы;

$\Delta\varphi_n \geq 0$, при $\Delta\varphi_n < 0$ – преобразование $\Delta\varphi_n = N_1 + (N_2 - |\Delta\varphi_n|)$, где $N_1 + N_2 = N_0 = \varphi_{max} - \varphi_0$; N_0 – число точек в таблице; N_1, N_2 – однобайтовые числа.

Необходимость в этом преобразовании вызвана тем, что для записи адресов использован двойной регистр, операция вычитания в котором не предусмотрена.

Подпрограммы ввода – вывода написаны с учетом разного представления положительных и отрицательных чисел в контроллере и в АЦП. В контроллере отрицательные числа представлены в дополнительном коде. В АЦП положительные и отрицательные числа представлены в прямом коде и различаются знаковым разрядом. Поэтому при вводе числа программно анализируется знаковый разряд с последующим преобразованием кода в соответствии с машинным представлением чисел.

Схема цифрового фильтра реализована на макете, выполненном в ЛПИ. На базе программируемого контроллера реализованы два фильтра с разными диапазонами рабочих частот. В таблице приведены основные технические характеристики фильтров I, 2.

Период квантования T определяется временем выполнения программы и при заданном числе точек таблицы N_0 нижняя граница частотного диапазона

$$f_{min} = \frac{1}{TN_0}.$$

Смещение нижней границы диапазона возможно при введении в программу искусственной временной задержки. Верхняя граница диапазона регламентируется шириной ступеньки выходного сигнала.

Характеристики цифровых и цифроаналогового фильтров

Фильтр	Вариант исполнения фильтра	f	T		N_0	$\Delta\omega_{3\,max}$	K'_ω	K	m_φ	$\Delta_{ст}$	
		Гц	мс	рад	–	рад	рад/(адр×с)	–	рад/адр	адр	рад
1	Цифровой	5–50	0,78	8,8–88	256	31,4	7,8	4	0,025	4	0,1
2	Цифровой	1,3–13	3	8,8–88	256	8,2	1,02	8	0,025	8	0,2
							2,04	4		4	0,1
3	Цифроаналоговый	1,6–50	0,3	1,1–34	2048	10,2	1,28	8	0,004	8	0,032
							2,56	4		4	0,016

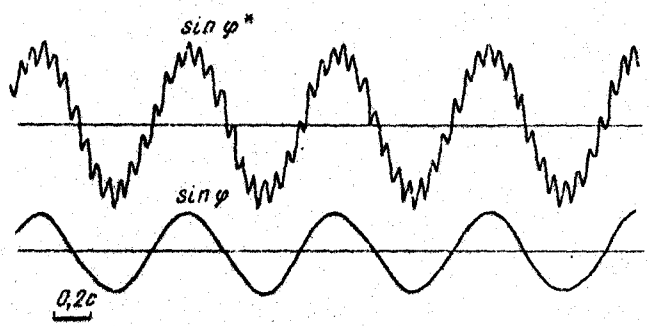


Рис.3. Осциллограмма работы цифрового векторного фильтра 2 при f = 1,3 Гц; ν^* = 15; K = 8; A^* = 0,3

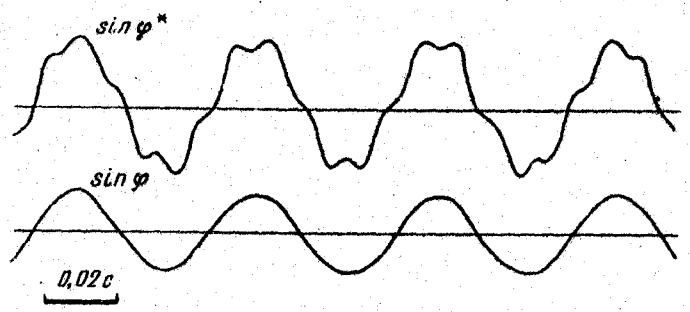


Рис.4. Осциллограмма работы цифрового векторного фильтра 1 при f = 20 Гц, ν^* = 5, K = 4, A^* = 0,3

На рис.3, 4 представлены осциллограммы, иллюстрирующие процесс фильтрации в разных частотных диапазонах.

Входные напряжения $\sin\varphi^*$ и $\cos\varphi^*$, полученные суммированием сигналов разных частот и амплитуд от генераторов синусоидальных сигналов, имитируют гармонический состав реальных электромагнитных величин в частотно-регулируемых приводах; $\nu^* = f_2 / f_1 = 3, 5, 7, 9, \ldots$; $A^* = A_2 / A_1 = 0{,}2\text{–}0{,}3$.

В цифровом фильтре для сокращения времени цикла использован П-регулятор фазы в отличие от аналогового варианта с ПИ-регулятором, обеспечивающим отсутствие статической ошибки [4].

Коэффициент усиления схемы по частоте при коэффициенте усиления регулятора фазы $K_{рф} = 1$ определяется как

$$K_\omega = m_\varphi \frac{1}{T},$$

где m_φ – масштаб по фазе,

$$m_\varphi = 2\pi / N_0 .$$

При $K_{рф} \neq 1$ коэффициент усиления схемы по частоте

$$K'_\omega = K_\omega K_{рф},$$

где $K_{рф} = 1/K$.

При $K = 2^n$ введение пропорционального регулятора сводится к короткой операции арифметического сдвига вместо деления. Таким образом, количество умножений на весь алгоритм фильтрации при использовании таблиц тригонометрических функций и пропорционального регулятора равно двум. Астатическая система с ПИ-регулятором потребовала бы еще двух операций умножения. Качество фильтрации при П-регуляторе зависит от величины K. Увеличение K ведет к усилению подавления помехи, но, одновременно, и к увеличению фазовой погрешности.

Введение опережающей связи по заданию частоты направлено на снижение статической фазовой ошибки, определяемой зависимостью

$$\Delta_{ст} = \frac{\Delta\omega_{з\,max}}{K'_\omega},$$

где

$$\Delta\omega_{з\,max} = \omega_з - \omega; \quad \omega_з = \varphi_\Delta K_\omega,$$

$\omega_з$ – заданное значение частоты; ω – действительное значение частоты.

На примере реализованных цифровых фильтров очевидно, что величина заданной частоты в масштабе фазы φ_Δ, вводимая в микропроцессор, может изменяться только дискретно. Это объясняется тем, что φ_Δ принимает значения целых чисел, начиная с единицы (в соответствии с принятым в микропроцессоре представлением чисел), что равносильно дискретному изменению задания частоты. Степень дискретности зависит от соотношения T и N_0.

Статическая фазовая ошибка $\Delta_{ст}$ может быть уменьшена примерно в два раза введением в контур регулирования поправки δ (см. рис.1).

Как видно из таблицы, $\Delta_{ст}$ с учетом поправки δ составляет 0,05 для $K = 4$. Снижение этой величины для обеспечения необходимой точности возможно путем увеличения числа точек в таблице тригонометрических функций N_0.

Более перспективным вариантом фильтра на основе программируемого контроллера является гибридный фильтр, реализуемый в следующем порядке: взяв за элементную базу микропроцессорный набор серии К580, исключить из алгоритма фильтрации все операции умножения; совместить операцию умножения с цифроаналоговым преобразованием, использовав тот же тип ЦАПа (К572ПА1), но в режиме множителя ПЦАП; увеличить число точек таблицы тригонометрических функций до двух килобайтов.

Выполнение этих условий позволяет сократить время цикла более чем в два раза, снизить статическую фазовую погрешность примерно в десять раз и, использовав тот же алгоритм фильтрации, реализовать гибридный вариант фильтра 3 с высокими техническими показателями (см. таблицу). Такой фильтр благодаря высокой точности и отсутствию специализированных множителей, нуждающихся в настройке, является конкурентоспособным по отношению к аналоговому.

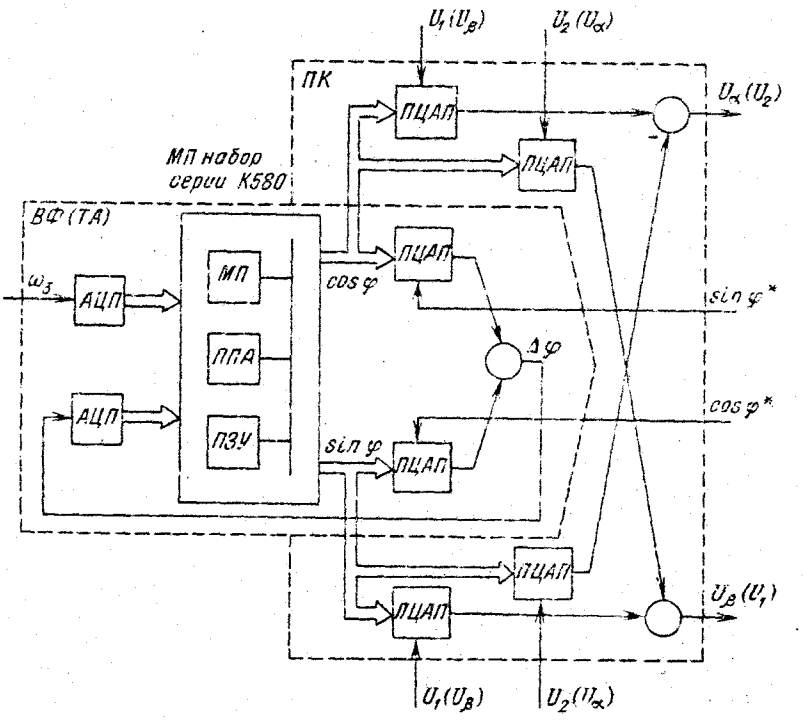


Рис.5. Цифроаналоговая схема быстродействующей системы векторных преобразований

Функциональная схема гибридного варианта векторного фильтра (ВФ) и преобразователя координат (ПК) приведена на рис.5. ЦАП типа К572ПА1 кроме цифроаналогового преобразования позволяет реализовать четырехквадрантное умножение аппаратным способом, заменив самую времяемкую операцию умножения, выполняемую в контроллере программно.

Тригонометрическое сравнивающее устройство, регулятор фазы, хранение и обращение к таблицам тригонометрических функций реализуются микропроцессором. Это позволяет функции контроллера сузить до минимально необходимых, исключив пульт оператора, оперативную память, шинные преобразователи. Необходимыми элементами, кроме центрального процессора, являются: тактовый генератор КР580ГФ24, устройство ввода - вывода КР580ИК55 (на рис.5 ПИА), ячейка программируемой памяти 573РФ и системный контроллер КР580ВМ80А.

Использование ЦАПов в векторном фильтре позволяет ввести единообразие в построение специфической части трансвекторной системы, применив те же ЦАПы для реализации координатных преобразований. Отфильтрованные сигналы $\sin\varphi$ и $\cos\varphi$, несущие информацию о мгновенном положении опорного вектора, в цифровом виде поступают на цифровые входы ЦАПов. Вторые входы ЦАПов - аналоговые, используются для ввода управляющих сигналов векторной системы U_1, U_2 или U_α, U_β. Таким образом реализуется необходимая поворотная матрица:
для перехода из вращающейся системы координат в неподвижную

$$\begin{cases} U_\alpha = U_1\cos\varphi - U_2\sin\varphi; \\ U_\beta = U_1\sin\varphi + U_2\cos\varphi; \end{cases}$$

для перехода из неподвижной системы координат во вращающуюся

$$\begin{cases} U_1 = U_\beta\sin\varphi + U_\alpha\cos\varphi; \\ U_2 = U_\beta\cos\varphi - U_\alpha\sin\varphi. \end{cases}$$

Схема позволяет органично сочетать цифроаналоговый фильтр с аналоговой частью системы управления приводом. При этом наиболее полно реализуются достоинства микропроцессорной серии К580 - дешевизна, простота и надежность, а главный недостаток - низкое быстродействие - компенсируется применением ЦАПов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Глазов А.Б., Костарев С.А., Суханова Е.В. Эффективные программы умножения для микропроцессора КР580ИК80А // Микропроцессорные средства и системы. 1986. № 5.

2. Россо Т.О. Исследование гармонического состава выходного напряжения ТПЧ и совершенствование СИФУ ТНПЧ для минимизации искажений электромагнитных характеристик асинхронных двигателей // Зап. ЛГИ. 1982. Т.94.

3. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. Л.: Энергоатомиздат, 1987.

4. Blaschke F.//Siemens Zeitschrift. 1971. № 45.