

УДК 621.314

DOI 10.46960/2658-6754_2020_2_92

Н.Н. Вихорев, Д.А. Алешин

АНАЛОГОВЫЙ КОНТУР ФОРМИРОВАНИЯ ЗАДАЮЩЕГО СИГНАЛА АКТИВНО-АДАПТИВНОГО ФИЛЬТРА ГАРМОНИЧЕСКИХ ИСКАЖЕНИЙ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Представлены расчетные соотношения электрических параметров аналоговых контуров задающего сигнала, которые могут быть использованы при проектировании быстродействующих устройств активной фильтрации и подавления гармонических составляющих тока и напряжения в линиях электропередачи с нелинейными нагрузками и другими источниками искажений. Предложены схемотехнические решения, позволяющие реализовать аналоговые контуры измерения и адаптивной обратной связи, исключающие необходимость применения быстрого преобразования Фурье для формирования задающих сигналов активного фильтра гармоник. Представлены имитационные модели аналоговых узлов и приведены результаты моделирования, наглядно демонстрирующие эффективную работу фильтрующих узлов цепей измерения при их функционировании в системе управления.

Ключевые слова: активно-адаптивные фильтры гармоник, высшие гармонические составляющие тока и напряжения, коэффициент нелинейных искажений, операционный усилитель, полосовой фильтр, фильтр нижних частот, широтно-импульсная модуляция.

I. Введение

Подключение к электрической сети нелинейных нагрузок (электромагнитные устройства, двигатели, трансформаторы, сварочное оборудование и т.д.), полупроводниковых преобразовательных устройств (выпрямительные агрегаты, сетевые (ведомые сетью) инверторы, преобразователи частоты), тиристорных регуляторов напряжения и аналогичных им устройств, приводит к протеканию в линиях электропередачи гармонических составляющих тока (ГСТ). Это обуславливает искажения питающего напряжения в точках подключения других потребителей.

Отклонения формы питающего напряжения и протекание ГСТ приводят к различным негативным явлениям:

- увеличению тепловых потерь в сердечниках и снижению общего КПД электромагнитных приборов;
- ускоренному старению изоляции токоведущих кабелей;

- ложному срабатыванию устройств защиты;
- выходу из строя конденсаторных батарей устройств компенсации реактивной мощности;
- искажениям показаний приборов учета;
- сбоям в работе цифрового оборудования и многим другим.

Снижение влияния гармонических искажений осуществляется различными способами:

- установкой пассивного фильтрующего оборудования непосредственно в конструкции источника искажений;
- обеспечение двойного преобразования энергии (выпрямление - инвертирование) между источником питания и потребителем, чувствительным к гармоническим искажениям питающего напряжения;
- установкой пассивных фильтров в линии электропередачи, осуществляющих подавление искажений в широкой полосе спектра, либо снижающих величину одной или нескольких из наиболее значимых гармоник тока;
- установкой устройств продольной компенсации искажения питающего напряжения в узле подключения нагрузки;
- установкой активных фильтров гармонических искажений (АФГ), осуществляющих индивидуальное регулирование каждой из величин ГСТ в автоматизированном режиме, или широкополосное подавление гармонических искажений в автоматическом режиме.

В настоящее время одним из наиболее перспективных решений в области фильтрации ГСТ является установка АФГ, выполненного на базе полупроводникового преобразователя энергии, что позволяет подавлять ГСТ на заданную величину [1, 2]. Важнейшим параметром АФГ является его быстродействие, известное также как скорость реакции или время отклика: период, по истечении которого прибор отреагирует на изменение спектрального состава тока в линии электропередачи. При этом следует учитывать, что большинство из представленных на сегодняшний день решений в области АФГ работает по следующему принципу: определение величин гармонических составляющих спектра с помощью быстрого преобразования Фурье, с последующим формированием тока каждой гармонической составляющей в противофазе.

При прямом подходе к измерениям и преобразованию Фурье требуется не менее одного периода питающего напряжения, чтобы получить параметры спектра напряжения. Напряжение, затрачиваемое на гармонический анализ, может быть уменьшено в несколько раз в зависимости от принятых допущений:

- анализ за половину периода ($T/2$) может быть осуществлен в случае, если заведомо известно, что в цепи электропитания отсутствует посто-

янная составляющая, либо она компенсирована с помощью технических средств;

- анализ за половину периода может проводиться независимо для каждой из полуволн питающего напряжения;
- анализ проводится за четверть периода, если во входном сигнале отсутствуют четные гармоники.

При реальном применении описанных способов время, затрачиваемое на измерения, может составить никак не менее, а подчас даже более одного периода, поскольку для точного определения величин составляющих необходимо отсечь влияние помех и колебания частоты основной гармоники. Длительность измерений при этом может составить 4-10 периодов питающего напряжения. Это приводит к значительному снижению динамических свойств АФГ и снижению его эффективности при эксплуатации в энергосистеме с изменчивым спектральным составом напряжения. Альтернативным решением в данной области является выделение с помощью преобразования Фурье только основной гармоники напряжения, относительно которой формируется сигнал искажений. При этом компенсация отклонений осуществляется посредством оперирования с мгновенными величинами напряжения искажения относительно основной гармоники [1].

Одним из перспективных решений в области разработок АФГ является устройство подавления гармонических составляющих (УПГС) (рис. 1). Принцип его работы заключается в формировании напряжения (в точке подключения преобразователя VT с LC -фильтром к дросселю L), искажения в котором инверсны по отношению к высшим гармоникам напряжения в линии. Возможно, таким образом, замкнуть ГСТ в контуре, включающем источник искажений и активный фильтр и тем самым снизить величину ГСТ в линии электропередачи [3-6]. Преимущество данного устройства заключается в том, что для его функционирования требуются только параметры первой гармонической составляющей напряжения, а искажения определяются как отклонения величин мгновенных значений напряжения от формы основной гармоники. Указанный подход позволяет значительно увеличить скорость реакции АФГ на изменение формы питающего напряжения, так как устройство фактически оперирует мгновенными значениями напряжения, в отличие от классических методов с полным гармоническим анализом сигнала.

Любой из описанных выше алгоритмов фильтрации для корректной работы требует, однако, применения средств предварительной (цифровой или аналоговой) фильтрации сигнала, что негативно влияет на динамику узла обратной связи в целом. Поэтому в данной работе рассматривается схемотехническое решение, позволяющее объединить задачи фильтрации,

выделения первой гармонической составляющей и формирования задающего напряжения для АФГ посредством аналоговой обработки сигнала, позволяющей минимизировать время отклика АФГ на динамическое изменение параметров напряжения питания.

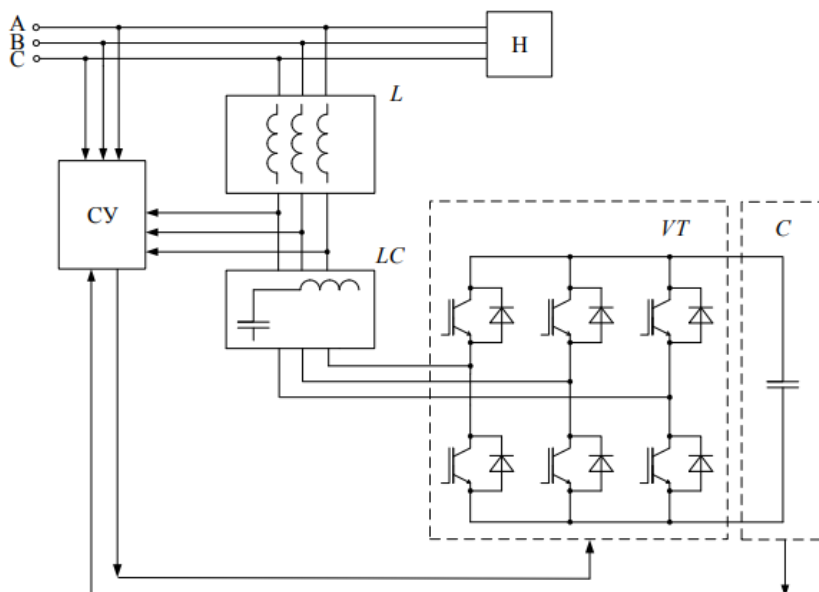


Рис. 1. Структура устройства подавления гармонических искажений тока в линии электропередачи:

Н – нагрузка, СУ – система управления, L – сетевые дроссели, LC – фильтр, VT – преобразователь, C – конденсатор звена постоянного тока, ABC – линия электропередачи.

II. Аналоговый контур выделения опорного сигнала

Предлагаемое решение основано на формировании аналогового контура выделения первой гармонической составляющей напряжения, выполненного на базе полосового фильтра, (в данной работе рассматривается решение со многпетлевой обратной связью) с фазовой и амплитудной коррекцией (рис. 2) [6].

Выходной сигнал фильтрующей цепи может быть использован как опорное напряжение для выделения искажений напряжения (вычитание – инверсия), а также формирования задающего сигнала для широтно-импульсной модуляции (ШИМ) (сложение – коэффициент подавления).

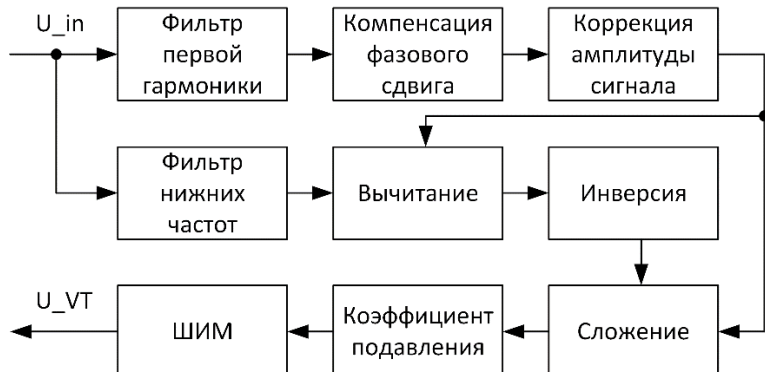


Рис. 2. Структура узла формирования сигнала управления ШИМ

Имитационная модель схемотехнического решения узла выделения первой гармонической составляющей приведена на рис. 3.

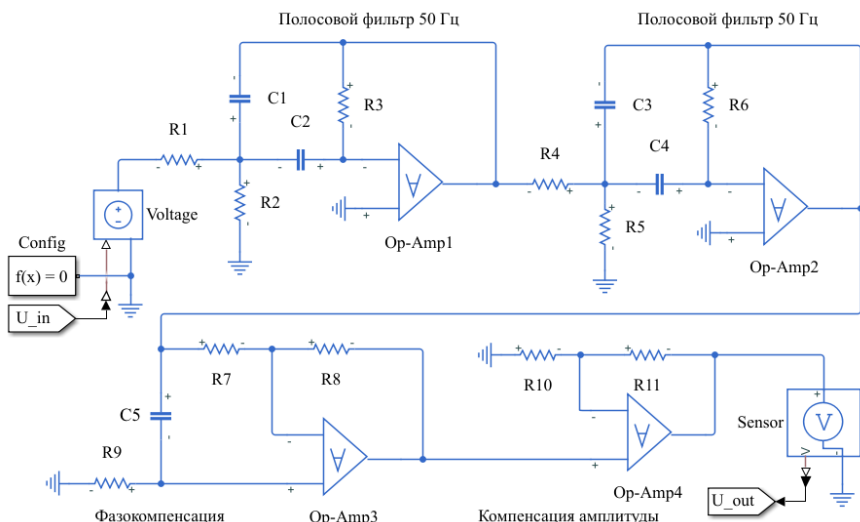


Рис. 3. Имитационная модель аналогового контура выделения первой гармонической составляющей сигнала питающего напряжения

Устройство состоит из двух последовательно включенных полосовых фильтров с идентичными параметрами для повышения коэффициента

подавления, звена фазовой коррекции и звена коррекции (компенсации) снижения амплитуды выходного сигнала [3, 7, 8].

Разновидность фильтра, его порядка и количества звеньев выбирается, исходя из величины возможных искажений в конкретных условиях применения АФГ, что требует предварительного расчета. В настоящей работе рассматривается аналоговый контур, способный формировать требуемый для работы АФГ сигнал в условиях питающего напряжения с суммарным коэффициентом искажений более 25 % и хаотическими высокочастотными помехами изменяемого сигнала, амплитуда которых может достигать 10 % от полезного сигнала.

Определение добротности Q звена полосового фильтра целесообразно производить на ширине полосы частот, максимально близкой (40–50 Гц) к резонансной ($f_{res} = 50$ Гц) [9-11] частоте:

$$Q = \frac{f_{res}}{f_{max} - f_{min}}. \quad (1)$$

где f_{max} – максимальная частота полосы пропускания; f_{min} – минимальная частота полосы пропускания. Для данного решения добротность составит 2,5.

Параметры конденсаторов могут быть выбраны одинаковыми ($C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C$). В данном случае, емкости полосовых фильтров приняты равными 1 мкФ.

Сопrotивления резисторов обратной связи полосовых фильтров R_3 и аналогичного ему R_6 :

$$R_3 = R_6 = \frac{2 \cdot Q}{C \cdot \omega_{res}}. \quad (2)$$

где C – емкость конденсатора полосового фильтра; ω_{res} – круговая резонансная частота.

Коэффициент передачи (модуль) для данной схемы определяется параметрами элементов:

$$|K| = \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2}. \quad (3)$$

где R_1 – сопротивление резистора, образующего делитель напряжения первого полосового фильтра; C_1, C_2 – емкость конденсатора первого полосового фильтра.

Используя (3), могут быть определены R_1, R_2, R_4, R_5 :

$$R_1 = R_4 = \frac{Q}{|K| \cdot C \cdot \omega_{res}}; \quad (4)$$

$$R_2 = R_5 = \frac{Q}{(2 \cdot Q^2 - |K|) \cdot C \cdot \omega_{res}}. \quad (5)$$

где R_4 – сопротивление резистора, образующего делитель напряжения первого полосового фильтра; R_2, R_5 – сопротивление резисторов, образующих делитель напряжения полосовых фильтров. Расчетные параметры могут быть скорректированы для каждого конкретного случая.

Применяемые полосовые фильтры являются инвертирующими, и их последовательное соединение почти полностью компенсирует взаимный фазовый сдвиг. Однако данного эффекта сигнала может быть недостаточно, поэтому целесообразно ввести фазосмещающее звено, позволяющее компенсировать рассогласование сигналов [9-11]:

$$\varphi_{cor} = 180^\circ - 2 \cdot \arctg(R_9 \cdot C_5 \cdot \omega_{res}). \quad (6)$$

где φ_{cor} – корректирующий фазовый сдвиг; R_9 – сопротивление резистора в цепи корректировки; C_5 – емкость конденсатора в цепи корректировки. При этом резисторы отрицательной обратной связи R_7 и R_8 могут быть выбраны высокоомными, например, 10 кОм.

Входные резистивные цепи полосовых фильтров вносят наибольший вклад в снижение амплитуды выходного сигнала. Сами цепи фильтров также имеют сложную зависимость от установленных элементов, однако поправочный коэффициент усиления может быть определен, исходя из соотношений резисторов, и учтен в цепи неинвертирующего усилителя:

$$K_u = 1 + \frac{R_{11}}{R_{10}}. \quad (7)$$

где R_{10}, R_{11} – сопротивление резисторов в цепи компенсации амплитуды.

Результующим сигналов вышеописанного контура является основная гармоника питающего напряжения, которая используется в качестве опоры для определения сигнала искажений в контуре формирования задающего напряжения ШИМ (рис. 4).

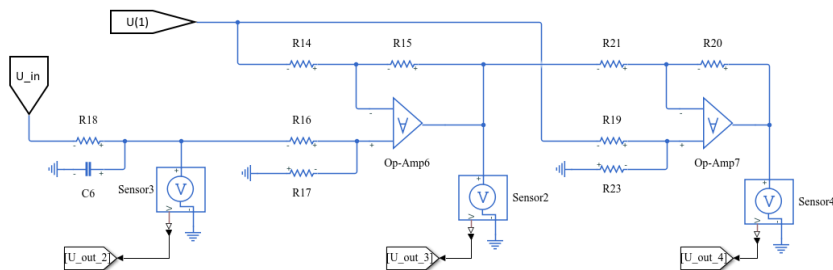


Рис. 4. Формирование задающего сигнала ШИМ

Для снижения искажений в работе фильтра целесообразно произвести фильтрацию входного сигнала от высокочастотных помех. При этом частоту среза наиболее рационально выбирать между наивысшей из подавляемых гармоник тока и частотой широтно-импульсной модуляции:

$$\omega_{res} = \frac{1}{R_{18} \cdot C_6}. \quad (8)$$

где R_{18} – сопротивление резистора фильтра нижних частот; C_6 – емкость конденсатора фильтра нижних частот.

Если частота среза многократно превышает частоту высшей гармоники, то условно можно считать коэффициент передачи данного фильтрующего звена равным единице. Фазовое смещение гармонических составляющих на выходе данного звена можно считать близким к нулю.

III. Результаты моделирования

На рис. 5 приведены временные диаграммы сигналов, подвергнутых обработке с помощью аналогового контура.

Сигнал U_{in} соответствует гипотетически измеряемому сигналу напряжения сети, к основной гармонике которого подмешаны частоты 10 Гц (0,1 В) и 250 Гц, амплитуда которых составляют 10 % от амплитуды основной гармоники. Также в сигнал введены импульсные искажения.

В момент времени, соответствующий 0,0055 с, основная гармоника ступенчато увеличивается на 20 %.

Диаграммы U_{noise} представляют собой сумму вышеописанного сигнала и белого шума, случайные величины которого также находятся в диапазоне 10 % от основной гармоники. Сигнал U_{noise} является входным для аналогового контура выделения основной гармоники напряжения.

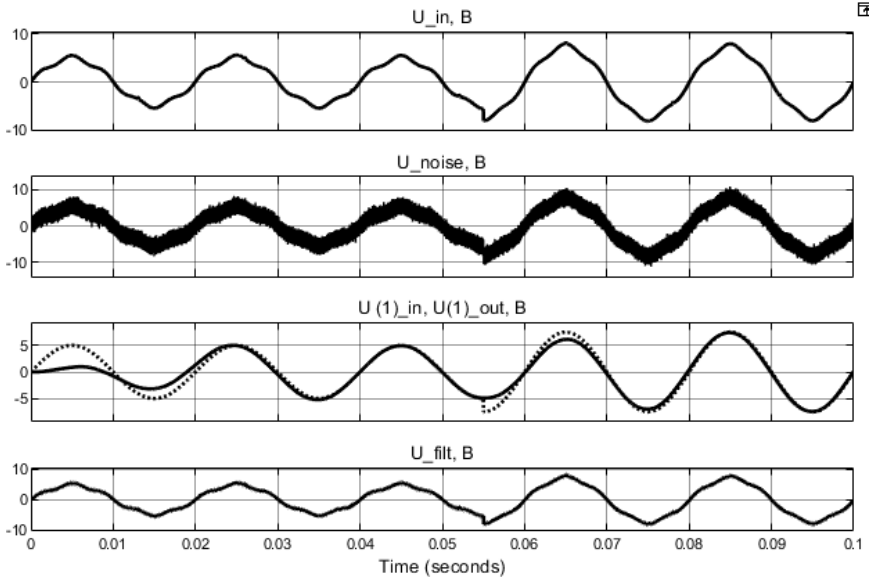


Рис. 5. Временные диаграммы устройства подавления гармоник тока

Сигнал $U(1)_{in}$, изображенный пунктирной линией, представляет собой заданную во входном сигнале первую гармоническую составляющую. Сигнал $U(2)_{out}$, изображенный сплошной линией, представляет собой первую гармоническую составляющую, отфильтрованную из искаженного сигнала U_{noise} . Как можно заметить из представленных временных диаграмм, сигналы полностью идентичны друг другу за исключением интервалов пускового переходного процесса и резкого увеличения амплитуды основной гармоники.

При указанных параметрах моделирование переходных процессов составляет не более одного периода напряжения, что совпадает с требованиями для анализа с помощью быстрого преобразования Фурье. Учитывая тот факт, что для реального гармонического анализа требуется более одного периода и предварительная фильтрация, в данном случае результат получен значительно быстрее, без дополнительных преобразований.

Диаграмма U_{filt} демонстрирует результат фильтрации с помощью фильтра нижних частот (ФНЧ). Как можно заметить, результат четвертой диаграммы почти идентичен первой диаграмме, из чего следует, что данный сигнал может быть использован как задающий для системы ШИМ АФГ.

На рис. 6 приведены временные диаграммы входного и выходного сигналов для всей аналоговой цепи формирования задающего напряжения. Тонкая линия соответствует входному сигналу, жирная линия соответствует задающему сигналу ШИМ, в котором гармонические искажения инвертированы по отношению к основной гармонике напряжения [12, 13].

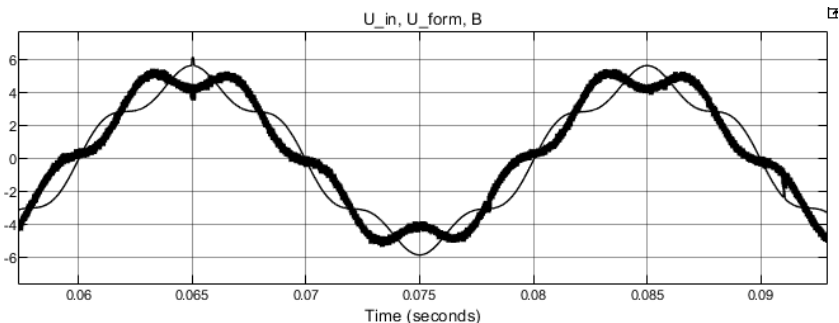


Рис. 6. Диаграммы входного и выходного сигналов для аналоговой цепи формирования задающего напряжения

Изменяя коэффициент усиления выходного сумматора или дополнительной цепи усиления, возможно варьировать эффект инверсии от нулевой до практически любой величины, что может быть использовано для управляемого воздействия на величину гармонических искажений.

IV. Заключение

Приведенные схемотехнические решения и расчетные соотношения могут быть использованы при проектировании активно-адаптивных фильтров гармонических искажений с высоким быстродействием и автоматическим управлением. Поскольку приведенная схемотехника чувствительна к настройке, температурной стабильности и разбегу параметров элементов, целесообразно рассматривать интегральное исполнение узлов, например, с помощью программируемых аналоговых интегральных схем (ПАИС).

Представленная реализация контура формирования задающего сигнала может быть использована и как дополнительное звено, улучшающее динамические показатели существующих фильтров гармоник.

Библиографический список

- [1] Вихорев Н.Н., Чивенков А.И., Алешин Д.А., Чернов Е.А. Устройство подавления высших гармоник тока // Инженерный вестник Дона. 2018. № 4 (51). [Электронный ресурс]. URL: ivdon.ru/tu/magazine/archive/n4y2018/5240 (дата обращения 01.03.2020).
- [2] Гельман М.В., Дудкин М.М., Преображенский К.А. Преобразовательная техника. Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2009. – 425 с.
- [3] Чивенков А.И., Вихорев Н.Н., Алешин Д.А. Модуль регулирования фазового сдвига и амплитуды задающего напряжения. Пат. 178765 RU, заявл. 19.02.2018, опублик. 18.04.2018. – Бюл. № 11.
- [4] Штерн М.И. Силовая электроника. Расчеты и схемотехника. СПб.: Наука и техника, 2017. – 400 с.
- [5] Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
- [6] Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
- [7] Кушнир Ф.В. Электрорадиоизмерения. Л.: Энергоатомиздат. Ленинградское отделение, 1983. – 320 с.
- [8] Чивенков А.И., Вихорев Н.Н., Алешин Д.А. Регулирование фазового угла напряжения задания // Актуальные проблемы электроэнергетики: сборник научно-технических статей, Декабрь 22, 2017, Нижний Новгород, Россия. С. 5-8.
- [9] Галочкин В.А. Схемотехника аналоговых и цифровых устройств. Самара: ФГБОУ ВПО ПГУТИ, 2016. – 441 с.
- [10] Пейтон А.Дж., Волш. В. Аналоговая электроника на операционных усилителях. М.: БИНОМ, 1994. – 352 с.
- [11] Волович, Г.И. Схемотехника аналоговых и аналогово-цифровых электронных устройств. М.: Издательский дом «Додэка - XXI», 2005. – 528 с.
- [12] Вихорев Н.Н., Чивенков А.И., Алешин Д.А. Регулирование тока активного фильтра гармонических искажений // Инженерный вестник Дона. 2019. № 1 (52). [Электронный ресурс]. URL: ivdon.ru/tu/magazine/archive/n1y2019/5573 (дата обращения 13.04.2020).
- [13] Чивенков А.И., Вихорев Н.Н., Алешин Д.А. Устройство подавления высших гармоник тока. Пат. 184273 RU, заявл. 08.06.2018, опублик. 22.10.2018. – Бюл. № 30.

N.N. Vikhorev, D.A. Aleshin

ANALOGUE CONTOUR FOR DRIVING SIGNAL FORMATION OF ACTIVE ADAPTIVE FILTER OF HARMONIC DISTORTIONS

Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev
Nizhny Novgorod, Russia

Abstract. The article presents the parameters and their relationships that can be used in the design of high-speed devices for active filtering and suppression of the harmonic components of current and voltage in power transmission lines with non-linear loads and other sources of distortion.

The proposed circuit solutions make it possible to implement analog measurement and adaptive feedback loops, eliminating the need to use the fast Fourier transform to form the driving signals of the active harmonic filter.

Simulation models of analog nodes are presented and their simulation results clearly demonstrate the effective operation of filter nodes when they function as part of a control system.

Keywords: active adaptive harmonic filters, band-pass filter, harmonic distortion coefficient, higher harmonic components of current and voltage, low-pass filter, operational amplifier, pulse-width modulation.

References

- [1] N.N. Vikhorev, A.I. Chivenkov, D.A. Aleshin and E.A. Chernov, «Harmonic current suppression device», *Engineering Journal of Don*, no. 4 (51), 2018. [Online]. Available at: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n4y2018/5240.
- [2] M.V. Gelman, M.M. Dudkin and K.A. Preobrazhensky, *Preobrazovatel'naya tekhnika [Converting equipment]*. Chelyabinsk: Publishing Center of SUSU, 2009 (in Russian).
- [3] A.I. Chivenkov, N.N. Vikhorev and D.A. Aleshin, «Modul' regulirovaniya fazovogo sdviga i amplitudy zadayushchego napryazheniya [A module for controlling the phase shift and the amplitude of the reference voltage]», Patent RU 178765, Apr. 18, 2018 (in Russian).
- [4] M.I. Stern, *Silovaya elektronika. Raschety i skhemotekhnika [Power electronics calculations and circuitry]*. St. Petersburg: Science and Technology, 2017.
- [5] V.I. Meleshin, *Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika [Transistor converter technology]*. Moscow: Technosphere, 2005 (in Russian).
- [6] V.S. Moin, *Stabilizirovannye tranzistornye preobrazovateli [Stabilized transistor converters]*. Moscow: Energoatomizdat, 1986 (in Russian).
- [7] F.V. Kushnir, *Elektroradioizmereniya [Electro-radio measurements]*. Leningrad: Energoatomizdat. Leningrad branch, 1983 (in Russian).
- [8] A.I. Chivenkov, N.N. Vikhorev and D.A. Aleshin, «Regulirovanie fazovogo ugla napryazheniya zadaniya [Regulation of the phase angle of the voltage task]», in

- proc. *Aktual'nye problemy energetiki [Actual problems of electric power industry]*, Dec. 22, 2017, Nizhny Novgorod, Russia, pp. 5-8 (in Russian).
- [9] V.A. Galochkin, *Analogovaya elektronika na operacionnyh usilitelyah [Circuitry of analog and digital devices]*. Samara: PSUTI, 2016 (in Russian).
- [10] A.J. Peyton and V. Walsh, *Analog Electronics with Op Amps. A source book of practical circuits*. Cambridge: University Press, 1993.
- [11] G.I. Volovich, *Skhemotekhnika analogovyh i analogo-cifrovyyh elektronnyh ustrojstv [Circuitry of analog and analog-digital electronic devices]*. Moscow: Dodeka-XXI Publishing House, 2005 (in Russian).
- [12] N.N. Vikhorev, A.I. Chivenkov and D.A. Aleshin, «Current regulation active harmonic distortion filter», *Engineering Journal of Don*, no. 1 (52), 2019. [Online]. Available at: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n1y2019/5573.
- [13] A.I. Chivenkov, N.N. Vikhorev and D.A. Aleshin, «Ustrojstvo podavleniya vysshih garmonik toka [Device for suppressing higher harmonics of the current]», Patent RU 184273, Oct. 22, 2018 (in Russian).