

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ЦИФРОУПРАВЛЯЕМЫЙ УМНОЖИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ И ФАЗЫ

Максутов А.Д., Гоц С.С., Вахитов Р.Р., Хакимов Р.А., Сапельников В.М

Башкирский государственный университет
450074, г. Уфа, ул. Фрунзе, 32, E-mail: VSapelnikov@bsu.bashedu.ru

Реферат. В докладе рассмотрен способ построения широкополосного цифруправляемого умножителя частоты и фазы, основанный на полиномиальном нелинейном преобразовании исходного гармонического сигнала и обеспечивающий получение на выходе сигнала с частотой и фазой, умноженной в заданное количество раз [1].

Умножители частоты сигнала в радиотехнике используются уже давно. Широкое распространение получили нелинейные резонансные умножители частоты. Такой умножитель представляет собой последовательное включение нелинейного преобразователя и узкополосного фильтра. После прохождения сигнала через нелинейный преобразователь образуется сигнал содержащий различные гармоники. Из них, при умножении частоты на число n , узкополосным фильтром выделяется n -ая гармоника. Однако узкополосный фильтр ограничивает полосу рабочих частот умножителя. Расширить диапазон частот можно подобрав такое нелинейное преобразование, которое обеспечит получение на выходе только заданной n -ой гармоники [2]. Этот принцип заложен в основу рассматриваемого умножителя частоты.

Упомянутое выше преобразование определяется выражением $T_n(x) = \cos n \arccos(x)$, которое известно в математике как многочлен Чебышева n -го порядка. Первые пять многочленов Чебышева имеют вид:

$$\begin{aligned} T_0(x) &= 1, \\ T_1(x) &= x, \\ T_2(x) &= 2x^2 - 1, \\ T_3(x) &= 4x^3 - 3x, \\ T_4(x) &= 8x^4 - 8x^2 + 1. \end{aligned} \quad (1)$$

Функциональная схема широкополосного цифруправляемого умножителя частоты и фазы представлена на рис. 1. Схема состоит из цифроаналоговых преобразователей (ЦАП), масштабных преобразователей A_1, A_2, A_3, A_4 и аналогового фильтра нижних частот (ФНЧ). Основу схемы составляет цепочка каскадно включенных умножающих цифроаналоговых преобразователей ЦАП1-ЦАП4, моделирующих степенную зависимость выходного напряжения от управляющего кода [3, 4].

В дискретные моменты времени t_j ($j=0 \dots \infty$) гармонический сигнал $\sin(\omega \cdot t + \varphi_0)$ подвергается аналогоцифровому преобразованию. Сформированный цифровой код $N_\delta(t_j)$ поступает на цифровые входы ЦАП, выполняющих функцию делителей напряжения. Мгновенное значение напряжения $u_1(t_j)$ на выходе первого ЦАП составляет

$$u_1(t_j) = U_{оп} \cdot b \cdot N_\delta(t_j),$$

где b - некоторая константа преобразования каждого ЦАП. На выходе каждого i -го ЦАП мгновенное значение $u_i(t_j)$ напряжения будет равно

$$u_i(t_j) = u_{i-1}(t_j) \cdot b \cdot N_\delta(t_j) = U_{оп} \cdot b^i \cdot N_\delta^i(t_j).$$

На выходе умножителя дискретные значения напряжения $U_{вых}(t_j)$ в моменты времени t_j будут равны

$$U_{вых}(t_j) = U_{оп} \cdot [a_0 + \sum_{i=1}^{\infty} a_i \cdot b^i \cdot N_\delta^i(t_j)]. \quad (2)$$

Значения коэффициентов передачи a_i подбираются в соответствии с величиной b^i и видом полиномов Чебышева [5].

На аналоговый вход первого цифроаналогового преобразователя ЦАП1 подается постоянное опорное напряжение $U_{оп}$. В каждом из каскадно соединенных ЦАП осуществляется умножение значения напряжения сигнала, на аналоговом входе, на значение цифрового кода $N_\delta(t_j)$. Знаковый бит $N_{зн}$ цифрового кода $N_\delta(t_j)$ управляет знаками суммируемых напряжений. На выходе ЦАП1 в дискретные моменты времени формируется однополярный сигнал напряжением $-b \cdot U_{оп} \cdot N_\delta(t_j)$. Выход ЦАП1 соединен с аналоговым входом ЦАП2. На выходе ЦАП2 формируется сигнал напряжением $b^2 \cdot U_{оп} \cdot N_\delta^2(t_j)$, которое пропорционально квадрату цифрового кода. На выходе ЦАП3 - сигнал с отрицательным напряжением $-b^3 \cdot U_{оп} \cdot N_\delta^3(t_j)$, пропорциональное кубу цифрового кода. На выходе ЦАП4 - сигнал напряжением $b^4 \cdot U_{оп} \cdot N_\delta^4(t_j)$, которое пропорционально четвертой степени цифрового кода.

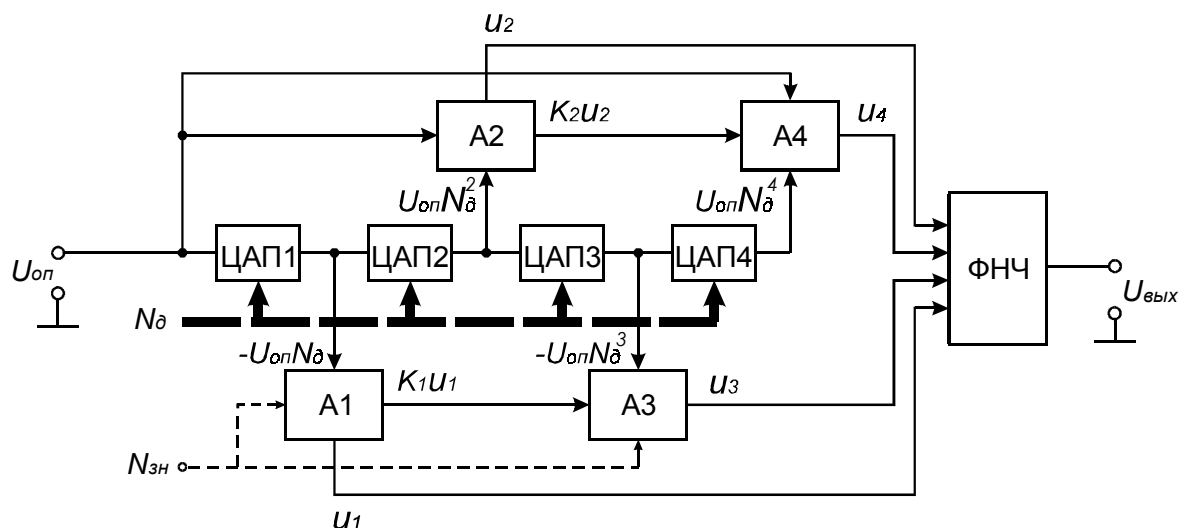


Рисунок 1. Функциональная схема умножителя частоты и фазы

Масштабные преобразователи А1-А4, выполненные на операционных усилителях, осуществляют суммирование напряжений с соответствующими коэффициентами, стоящими перед величиной x , согласно выражения (1). На выходе масштабных преобразователей формируются сигналы, частоты которых кратны основной частоте гармонического сигнала. Сигнал на выходе масштабных преобразователей имеет, кроме основной частоты, высокочастотные составляющие. Для сглаживания высокочастотных составляющих сигнал пропускается через фильтр нижних частот.

После прохождения сигнала через фильтр нижних частот, частота среза которого, по крайней мере, в n раз превышает половину f_{δ} частоты дискретизации входного сигнала, на выходе умножителя образуется сигнал, частота и фаза которого будут умножены в n раз.

Значения модулей коэффициентов a_i и b_i определяются отношениями сопротивлений резисторов в цепи обратной связи $R_{обр}$ и на инвертирующем входе операционного усилителя $R_{инв}$. Полярности суммируемых напряжений определяют знаки этих коэффициентов.

Максимальный коэффициент умножения схемы равен 4. Для умножения в 5 раз необходимо в цепочку ЦАП внести дополнительно цифроаналоговый преобразователь и сделать операции сложения соответствующих напряжений. Это приведет к увеличению погрешности схемы из-за использования большого количества резисторов, каждый из которых вносит свою погрешность. Для уменьшения погрешности возможно использование в качестве резисторов сопротивлений, цифровых потенциометров, управление которыми осуществляется программно.

Рассмотренный умножитель частоты и фазы является широкополосным. Применение предлагаемого способа по сравнению с известными способами позволяет существенно увеличить быстродействие и точность чебышевского полиномиального преобразования входного сигнала. В свою очередь, это способствует расширению рабочего диапазона частот. Достигнутое за счет чебышевского преобразования снижение уровня паразитных спектральных составляющих, присутствующих на выходе умножителя, наряду с полезным сигналом, умноженным по частоте и фазе в заданное число раз, позволяет отказаться от узкополосных фильтров, ограничивающих рабочий диапазон частот. Кроме этого, быстродействие нелинейного преобразователя позволяет работать в широком диапазоне частот, т.е. в более широком диапазоне частот входных и выходных сигналов.

Для получения на выходе умножителя сигнала частотой и фазой, умноженной в 2, 3 или 4 раза, необходимо условие сохранения постоянства амплитуды как входного, так и выходного сигнала. Данное условие представляет сложность реализации схемы, поскольку для описанного умножителя частоты и фазы характерна высокая критичность к амплитуде входного сигнала.

Рис. 2. иллюстрирует воздействие входного гармонического сигнала на некоторый нелинейный элемент, характеристика преобразования которого задается полиномом Чебышева 5-го порядка. Амплитуда входного сигнала отличается от оптимальной амплитуды на 2 %. Из рис. 2. видно, что выходной сигнал существенно отличается от гармонического сигнала и в его составе появляются 1 и 3 гармоники [6]. Дальнейшие численные расчеты показали, что требования к стабильности амплитуды входного сигнала и соотношению сигнал/шум возрастают по мере увеличения коэффициента умножения.

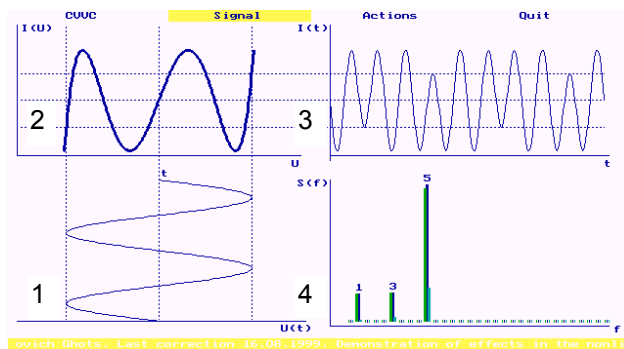


Рис. 2. Амплитуда сигнала изменена на 2 %.

ЛИТЕРАТУРА

1. Патент РФ № 2186454 Способ широкополосного умножения частоты и устройство для его осуществления / Гоц С.С., Сапельников В.М. Оpubл. в БИ – 2002. - № 21.
2. Кушнир В.Ф., Ферсман Б.А. Теория нелинейных электрических цепей. - М.: Связь, 1974. - С. 87-88.
3. Сапельников В.М. Цифро-аналоговые преобразователи в калибраторах фазы / Изд-е Башкирск.ун-та. – Уфа, 1997. – 152 с.
4. Сапельников В.М., Хакимов Р.А., Панафидин А.Н. Цифро-аналоговые преобразователи для воспроизведения элементарных функций // Труды LV-ой научной сессии, посвященной Дню Радио. М.: РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2000.-С. 122-123.
5. Г. Корн, Т. Корн. Справочник по математике. - М.: Наука, 1970, С. 663.
6. Гоц С.С., Сапельников В.М., Вахитов Р.Р. Метод широкополосного умножения частоты // Труды LVI-ой сессии, посвященной Дню Радио. М.: РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2001. - С.116-119.



THE BROADBAND DIGITAL-CONTROLLED MULTIPLIER OF FREQUENCY AND PHASE

Maksutov A., Ghots S., Vahitov R., Khakimov R., Sapelnikov V.

Department of Physical Electronics,
Bashkir State University, 32 Frunze street, Ufa 450074, Russia,
E-mail: VSapelnikov@bsu.bashedu.ru

Abstract. In the report the way of construction broadband frequency and phase multiplier with digital control, based on polynomial nonlinear transformation of an initial harmonious signal and providing reception a output signal with frequency and the phase increased in given quantity of time is considered [1].

Frequency multipliers of a signal in a radio engineering use already for a long time. Nonlinear resonant frequency multipliers which are characterized by a narrow working strip of frequencies, have are widely used. It is possible to expand a range of frequencies using the transformation of a harmonious signal

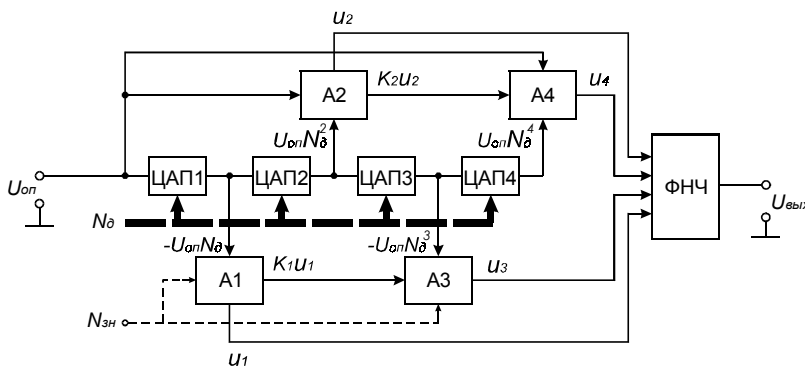


Fig. 1. The functional circuit of a frequency and phase multiplier

determined by Chebyshev polynom $T_n(x) = \cos(n \times \arccos(x))$ which provide on an output only the given harmonic [2]. This principle take as a basis of a considered frequency multiplier.

The functional scheme of the broadband frequency and phase multiplier are represented in a fig. 1. The circuit consists of digital-to-analog converters (DAC), scale converters A1, A2, A3, A4 and the analog filter of low frequencies (FLF). The basis of the circuit is made with a chain in cascade connected digital-to-analog converters DAC1-DAC4 modelling power dependencies of a output voltage from controlling code [3]. Scale converters produce summation of output voltage of DAC with Chebyshev coefficients. The filter of low frequencies is executed broadband and serves for allocation of a necessary harmonic.

Application of an offered method in comparison with known ways allows essentially to increase speed and accuracy Chebyshev transformations of an input signal. It, in turn, promotes expansion of a working range of frequencies.

REFERENCES

1. Patent RF № 2186454 Method of broadband multiplication of frequency and device for its realization / Ghots S.S., Sapelnikov V.M. Publish in BI – 2002. - № 21.
2. Kushnir V.F., Fersman B.A. The Theory of nonlinear electrical circuits. - M.: Communication, 1974. - P. 87-88.
3. Ghots S.S., Sapelnikov V.M., Vahitov R.R. Method of broadband frequency multiplication //Works of LVI-th session, dedicated Day of Radio. M.: A.C. Popov RSTAREC, 2001.- P.116-119.