

УДК 621.373.12

ПРИМЕНЕНИЕ ФАЗОВРАЩАЮЩИХ ЦЕПЕЙ ПРИ ПОСТРОЕНИИ МНОГОФАЗНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Дубровин Виктор Степанович

ГОУВПО «Мордовский государственный университет им. Н. П. Огарева»,

Российская Федерация, г. Саранск

E-mail: dvs8937@saransk.ru

430003, г. Саранск, ул. Васенко, дом 8, кв. 11; тел. +79271716299

Аннотация. Рассматриваются структурные схемы построения многофазных генераторов гармонических колебаний, различные варианты фазовращающих цепей, построенные на базе всепропускающих фильтров первого порядка. Приведены примеры аналогового управляемого фазовращателя и различные варианты фазовращателей на основе кодоуправляемых двухполюсников.

Ключевые слова: структурная схема; фазовращатель; кодоуправляемые двухполюсники; генератор; передаточная функция; квадратурные сигналы.

I. ВВЕДЕНИЕ

Многофазные генераторы гармонических колебаний находят широкое применение в устройствах силовой электроники, радиоэлектронике, автоматике, системах связи. Например, в состав агрегатов бесперебойного питания (АБП), предназначенных для энергоснабжения ответственных потребителей, могут входить несколько инверторов, которые должны работать синхронно и синфазно либо друг с другом, либо с питающей сетью.

Основным функциональным узлом ансамбля задающих генераторов (ЗГ) в этом случае является m -фазный генератор [1], который позволяет плавно изменять частоту и фазу в соответствии с поступающим синхросигналом. При авариях в питающей сети, сопровождающихся значительным уходом частоты и амплитуды синхронизирующего напряжения, предъявляются повышенные требования к качеству синхронизации, то есть в первую очередь к управляемому m -фазному задающему генератору гармонических колебаний [2].

Повышение качества синхронизации достигается за счет уменьшения нелинейных искажений кривой напряжения задающего генератора в режиме захватывания частоты, применения стабильных фазосдвигающих устройств. При этом к подобным генераторам предъявляются очень высокие требования к внутрифазовой и междуфазовой асимметрии ЗГ во всем диапазоне изменения параметров (частоты и фазы) синхронизирующих источников. Следует отметить, что диапазон изменения по частоте для таких ЗГ определяется частотой изменения синхронизирующего источника (ведомый-ведущий инверторы или питающая сеть) и не превышает, как правило, нескольких процентов от номинального значения частоты.

Более широкий диапазон (в десять и более раз) изменения частоты управляемого m -фазного генератора гармонических колебаний требуется для систем автоматического управления частотно-регулируемого привода. И в этом случае к многофазным задающим генераторам также предъявляются высокие метрологические требования (форма выходного напряжения, стабильность поддержания частоты, низкая фазовая асимметрия), как в статических, так и динамических (переходных) процессах.

В системах связи находят широкое применение многофазные генераторы, как в устройствах бесперебойного электропитания, так и при формировании и обработке сигналов. Например, квадратурные сигналы нашли широкое применение (прежде всего как тестовые) в системах электро- и радиосвязи, а также при построении прецизионных измерительных генераторов современных метрологических комплексов.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Известные способы построения многофазных генераторов гармонических колебаний [3-16] можно свести к следующим основным:

Первый способ. С помощью фазовращающей цепочки (ФВ) формируется (рис.1) сигнал $S_2(t)$, сдвинутый по отношению к сигналу $S_1(t)$ на угол 90 (270) эл.градусов [13, 14]. При необходимости в схему генератора добавляется двухканальный стабилизатор амплитуды (СТ), который приводит сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ к нормированным значениям $S_{10}(t)$ и $S_{20}(t)$. Затем с помощью формирователя Φ осуществляется преобразование квадратурных сигналов в систему трехфазных гармонических колебаний $S_A(t)$, $S_B(t)$, $S_C(t)$. Для получения шестифазной системы необходимо к выходу формирователя Φ подключить три инвертора. Сигналы $V_A(t)$, $V_B(t)$ и $V_C(t)$ на выходе инверторов находятся в противофазе по отношению к соответствующим сигналам $S_A(t)$, $S_B(t)$ и $S_C(t)$. Таким образом, формируются квадратурные и трех- или шестифазные сигналы.

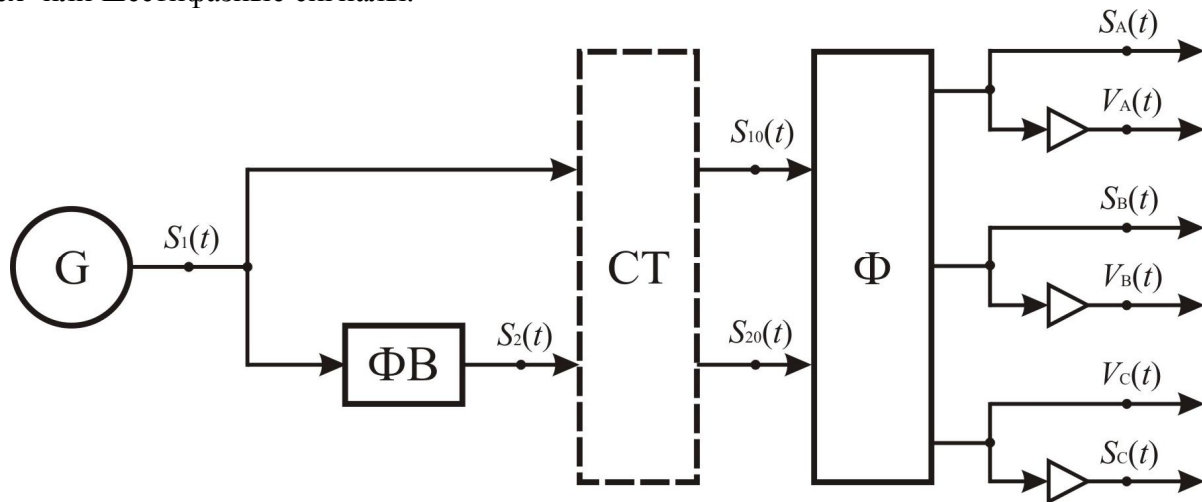


Рис.1. Структурная схема m -фазного генератора (вариант 1)

Второй способ. В этом случае (рис.2) с помощью двух фазовращающих цепей ФВ-1 и ФВ-2, подключенных параллельно к источнику однофазного сигнала $S_1(t)$, формируются сигналы $S_B(t)$ и $S_C(t)$, сдвинутые по фазе по отношению входного сигнала на 120 и 240 эл.градусов [8-11, 15]. Формирование шестифазной системы сигналов осуществляется, как и в первом случае, с помощью инверторов. Для нормирования входного сигнала $S_1(t)$ нужен одноканальный стабилизатор амплитуды.

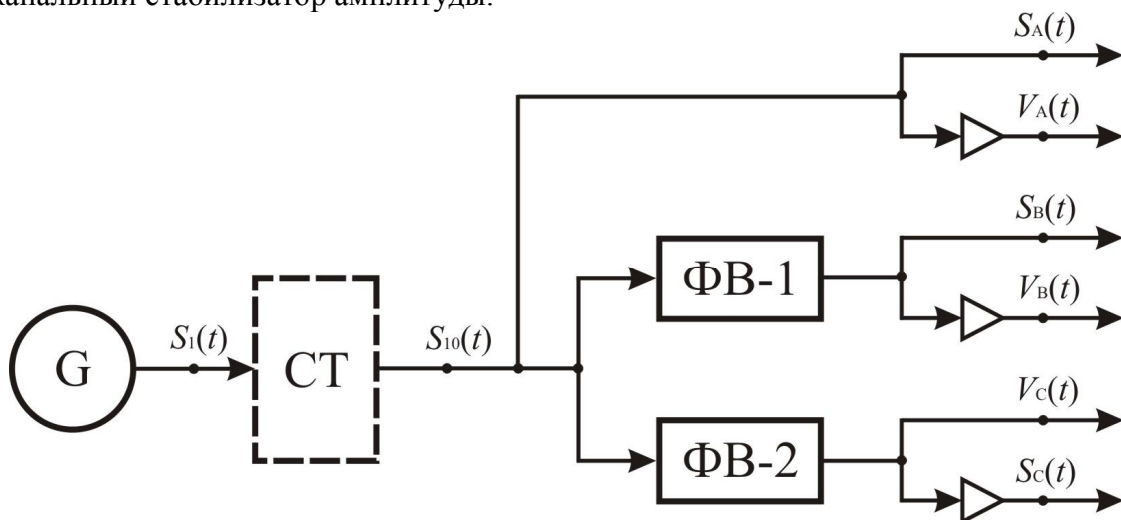


Рис.2. Структурная схема m -фазного генератора (вариант 2)

Третий способ. Фазовращающие цепочки ФВ-1 и ФВ-2 можно подключить (рис.3) к однофазному источнику последовательно [3-7, 12, 16]. Оба фазовращателя должны обеспечивать одинаковый фазовый сдвиг либо на 120 эл.градусов, либо на 60 эл.градусов. Принципиального значения это не имеет, все будет определяться возможностью схемотехнического построения самого фазовращателя.

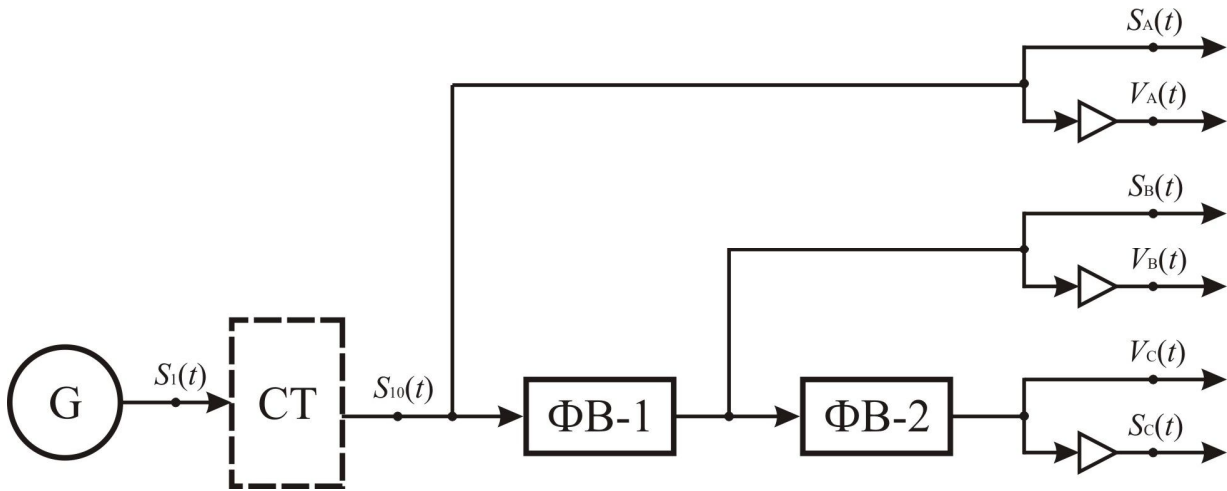


Рис.3. Структурная схема m -фазного генератора (вариант 3)

Четвертый способ. В этом случае для нормального функционирования схемы необходима [3, 5, 7, 13, 15, 16] система синхронизации (СС), построенная, например, с использованием фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Один из возможных вариантов построения многофазного генератора с системой ФАПЧ приведен на рис.4. Квадратурные сигналы $Q(t)$ и $P(t)$ формируются с помощью управляемого генератора G квадратурных сигналов, а система трехфазных (шестифазных) гармонических колебаний образуется с помощью формирователя Φ .

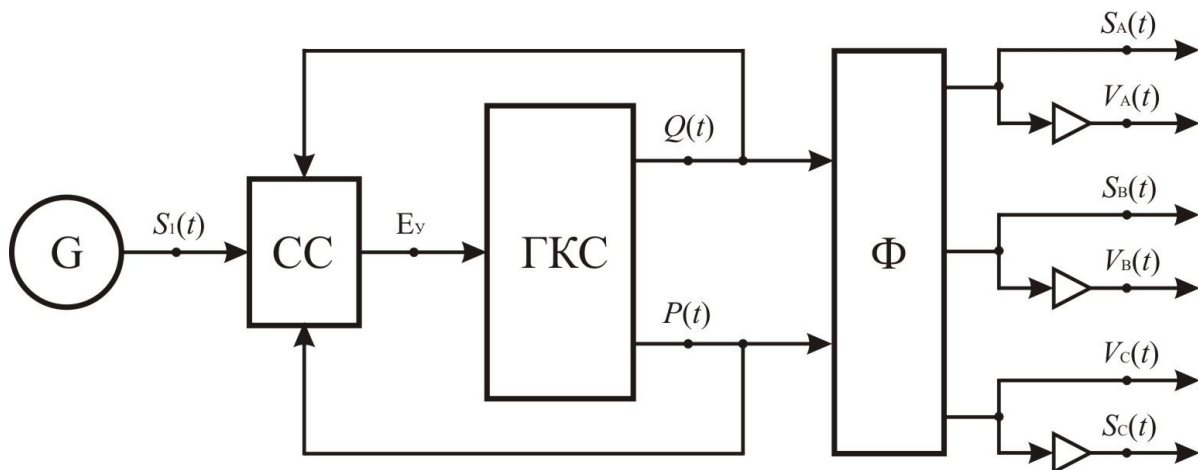


Рис.4. Структурная схема m -фазного генератора (вариант 4)

Каждый из рассмотренных способов построения многофазных генераторов гармонических колебаний имеет свои преимущества и недостатки. Для правильного выбора исходной структурной схемы генератора необходимо провести детальный анализ отдельных устройств (прежде всего фазовращателей) и провести их сравнительный анализ. Кроме того следует учитывать, что частота генератора должна изменяться в широких пределах и для сохранения стабильных фазовых сдвигов в этом случае необходимы **управляемые фазовращатели**, схемотехнические решения которых могут сильно различаться.

III. МЕТОД РЕШЕНИЯ

При изменении частоты синхронизирующего источника в небольших пределах возможно [1, 3, 7] применение неуправляемых фазостабилизирующих цепей, однако для генераторов с широкодиапазонным изменением частоты уже требуются управляемые фазовращатели. Фазовращатели относятся к числу неминимально-фазовых цепей. Среди известных схем фазовращателей наиболее широкое применение нашли [6-12, 16, 18-21] фазовращатели на базе всепропускающих фильтров первого порядка (фазовые фильтры).

Фазовращатель – это линейный четырехполюсник с частотно-независимым ослаблением и частотно-зависимой фазовой характеристикой, передаточная функция которого представляет собой отношение сопряженного полинома Гурвица к полиному Гурвица:

$$H(s) = V(-s)/V(s),$$

где s – комплексная переменная.

Поскольку полином Гурвица разлагается на произведение полиномов не выше второго порядка с вещественными положительными коэффициентами, передаточную функцию фазовращателя всегда можно представить в виде произведения передаточных функций фазовращателей не выше второго порядка – *фазовых звеньев*.

Полином Гурвица $V(s)$ при $s = j\omega$ может быть записан в виде

$$V(j\omega) = A(\omega^2) + j\omega B(\omega^2),$$

где $A(\omega^2)$ и $B(\omega^2)$ – четные полиномы с вещественными коэффициентами.

При этом комплексная частотная характеристика (КЧХ) фазовращателя

$$H(j\omega) = \frac{A(\omega^2) - j\omega B(\omega^2)}{A(\omega^2) + j\omega B(\omega^2)}.$$

Модуль комплексной частотной характеристики фазовращателя не зависит от частоты и тождественно равен единице.

На рис. 5 приведены схемы фазовых звеньев первого порядка.

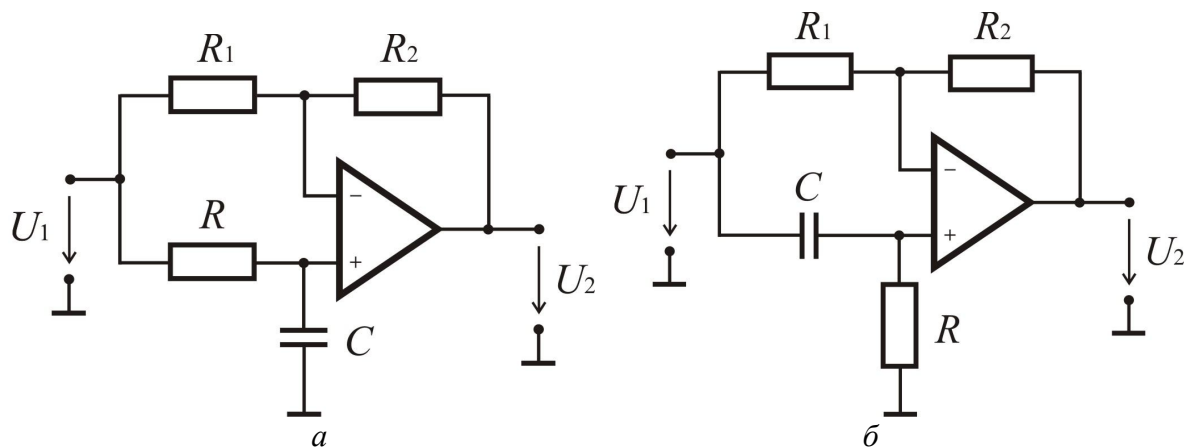


Рис. 5. Фазовые звенья первого порядка

Передаточные функции первого (рис. 5, а) и второго (рис. 5, б) звеньев имеют следующий вид:

$$H_1(s) = \frac{1 - \tau s}{1 + \tau s}; \quad H_2(p) = \frac{\tau s - 1}{\tau s + 1} = -\frac{1 - \tau s}{1 + \tau s},$$

где $\tau = RC$ – постоянная времени фильтра.

Величины фазовых сдвигов

$$\varphi_1(\omega) = -2\arctg(\omega\tau), \quad \varphi_2(\omega) = -\pi - 2\arctg(\omega\tau).$$

Модуль КЧХ (амплитудно-частотная характеристика) не зависит от частоты и равен единице, а фазовые сдвиги при изменении частоты от 0 до ∞ изменяются от нуля до минус

180 эл. градусов (для первого звена) и в пределах от минус 180 эл. градусов до нуля (для второго звена).

Изменение постоянной времени таких фазовых фильтров можно производить различными способами [4, 5] путем изменения эквивалентного сопротивления R_3 или эквивалентной емкости C_3 .

В [17] предложена схема фазового фильтра (рис. 6), которая позволяет устанавливать фазовые сдвиги электронным способом, изменяя управляющее напряжение E_y .

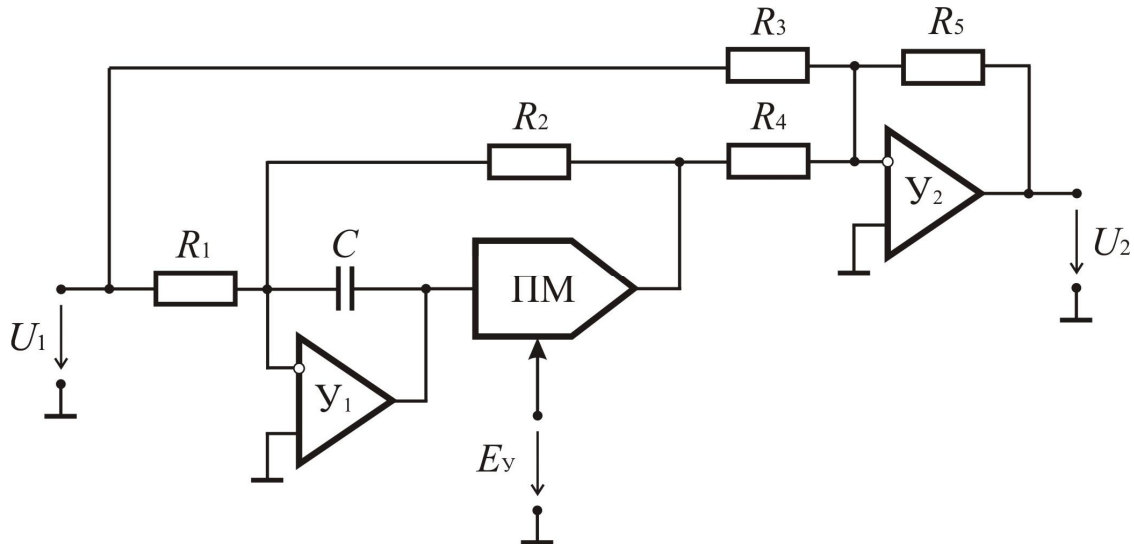


Рис. 6. Управляемый фазовращатель

Операционный усилитель Y_1 , резисторы R_1 и R_2 , конденсатор C и аналоговый перемножитель (АП) образуют управляемый фильтр нижних частот (УФНЧ), передаточная функция которого

$$H_1(s) = -\frac{K}{1 + \tau_y s},$$

где $K = R_2/R_1$ – коэффициент передачи УФНЧ; $\tau_y = R_2 C / (m E_y)$ – управляемая постоянная времени УФНЧ; m – масштабный множитель АП; E_y – управляющее напряжение.

Передаточная функция управляемого фазовращателя

$$H(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{(Kk_2 - k_1) - k_1 \tau_\delta s}{\tau_\delta s + 1},$$

где: $k_1 = R_5/R_3$ и $k_2 = R_5/R_4$, – соответствующие коэффициенты передачи суммирующего усилителя, образованного операционным усилителем Y_2 и резисторами $R_3 - R_5$.

При $K = k_1 = 1$ и $k_2 = 2$ передаточная функция $H(s)$ примет вид

$$H(s) = \frac{1 - \tau_\delta s}{1 + \tau_\delta s}.$$

Фазовый сдвиг такого фазовращателя $\varphi(\omega) = -2 \arctg(\omega \tau)$ является функцией управляющего напряжения, а модуль $H(\omega) = 1$ остается постоянным во всем диапазоне рабочих частот.

На базе рассмотренного аналогового управляемого фазовращателя предложено несколько вариантов построения многофазных генераторов гармонических сигналов [6-12, 16].

Сочетание аналоговых и цифровых методов проектирования различных устройств позволяет [18-21] при относительной простоте схемотехнических решений, сохранить высокие метрологические характеристики проектируемого устройства.

Применение кодоуправляемых (КУ) двухполюсников рассмотрим на примере построения преобразователя однофазного напряжения в трёхфазное [10, 12, 21].

Блок-схема преобразователя (рис.7) содержит два операционных усилителя, два неуправляемых (НУ) и два кодоуправляемых КУ двухполюсника, а также блок управления (БУ), к выходной N-разрядной шине которого подключены N-разрядные шины соответствующих КУ двухполюсников.

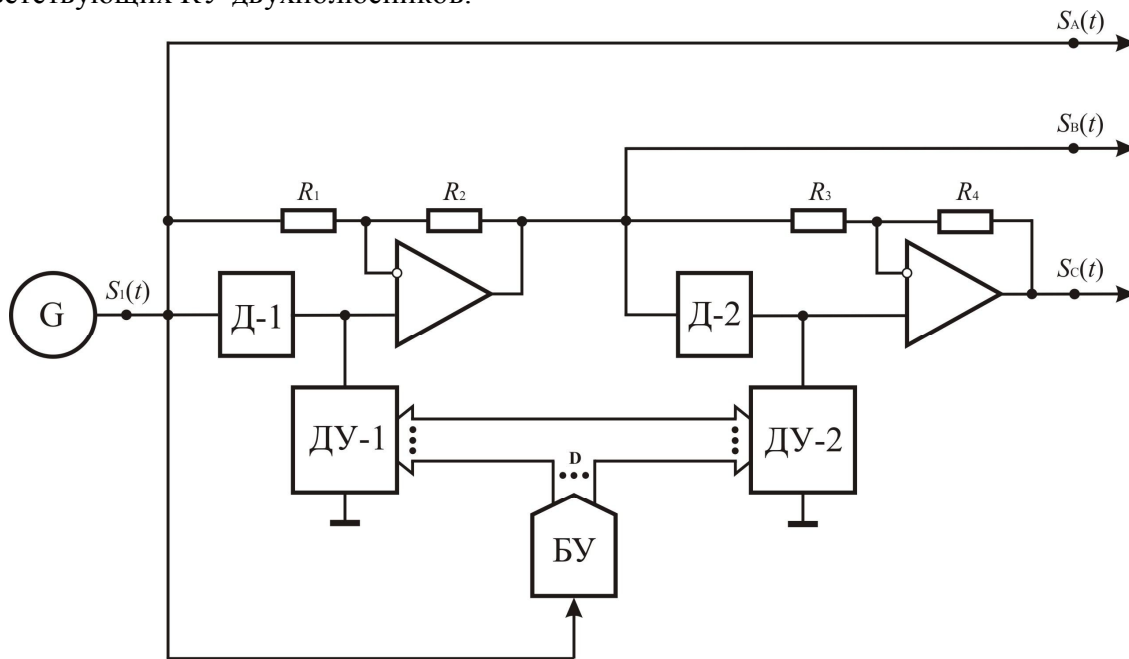


Рис. 7. Структурная схема трехфазного генератора с кодоуправляемыми фазовращателями Д – двухполюсник неуправляемый; ДУ – кодоуправляемый двухполюсник; БУ – блок управления

Операционные усилители, резисторы, кодоуправляемые и неуправляемые двухполюсники образуют управляемые фазовращатели (УФ), передаточные функции которых описываются следующим выражением:

$$H(s) = \frac{[Z_{\check{Y}}(s)/Z_0(s)] - 1}{[Z_{\check{Y}}(s)/Z_0(s)] + 1},$$

где $Z_0(s)$ – операторное сопротивление НУ двухполюсников; $Z_{\check{Y}}(s)$ – операторное сопротивление КУ двухполюсников.

Вариант 1. КУ двухполюсники выполнены из преобразователей «код – сопротивление», эквивалентное сопротивление (R_3) которых обратно пропорционально коэффициенту, зависящему от цифрового кода, при этом блок управления выполнен из преобразователя «частота-код», а НУ двухполюсники – из конденсаторов.

В этом случае передаточная функция УФ принимает следующий вид:

$$W(s) = (T_3s - 1)/(T_3s + 1),$$

где $T_3 = C_0 \cdot R_3$ – управляемая постоянная времени; C_0 – ёмкость НУ двухполюсника.

Коэффициент передачи УФ не зависит от частоты f входного сигнала и равен единице, а сдвиг фазы определяется выражением

$$\varphi_1(\omega) = -\pi - 2\arctg(2\pi f \cdot C_0 \cdot R_3).$$

При подаче на вход преобразователя напряжения $S_1(t) = A \cdot \sin \omega t$ с амплитудным значением A и круговой частотой $\omega = 2\pi f$ на первом выходе (фаза A) также устанавливаются гармонические колебания $S_A(t) = A \cdot \sin \omega t$ с нулевой начальной фазой ($\varphi_1=0$). На втором выходе (фаза B) и третьем выходе (фаза C) установятся соответствующие гармонические колебания $S_B(t) = A \cdot \sin(\omega t - \varphi_2)$ и $S_C(t) = A \cdot \sin(\omega t - \varphi_3)$.

Для заданного значения частоты $f=f_0$ и при выборе параметров C_0 и R_3 из условия

$$(2\pi f_0 \cdot C_0 \cdot R_3) = 1/\sqrt{3}$$

на втором выходе устанавливаются гармонические колебания с фазовым сдвигом $\varphi_2 = +120$

эл. градусов, а на третьем выходе – с фазовым сдвигом $\varphi_3 = -120$ эл. градусов.

Для того чтобы при изменении частоты f фазовые сдвиги φ_2 и φ_3 оставались постоянными, необходимо выполнить следующее условие: $f \cdot R_3 = \text{const}$.

Если эквивалентное сопротивление R_3 будет изменяться обратно пропорционально цифровому коду D , который, в свою очередь, будет линейно зависеть от частоты f входного сигнала, то произведение

$$f \cdot R_3 = f \cdot (m_1/D) = f \cdot (m_1/k_1) \cdot (1/f) = m_1/k_1 = \text{const},$$

где m_1 и k_1 – масштабные коэффициенты КУ двухполюсников и блока управления, соответственно.

Вариант 2. Стабильные фазовые сдвиги φ_2 и φ_3 можно получить и в том случае, если КУ двухполюсники выполнены из преобразователей «код – проводимость», эквивалентная проводимость (G_3) которых прямо пропорциональна цифровому коду D , то есть $G_3 = m_2 \cdot D$, где m_2 – масштабный коэффициент преобразователя «код – проводимость».

В этом случае произведение

$$f \cdot R_3 = f \cdot (1/G_3) = f \cdot (1/m_2 \cdot D) = f \cdot (1/k_1 \cdot m_2) \cdot (1/f) = 1/k_1 \cdot m_1$$

также остаётся постоянной величиной, а, следовательно, фазовые сдвиги φ_2 и φ_3 не будут зависеть от частоты входного сигнала.

Вариант 3. КУ двухполюсники выполнены из преобразователей «код – эквивалентная индуктивность», значение которой (L_3) обратно пропорционально коэффициенту, зависящему от цифрового кода, блок управления выполнен из преобразователя «частота-код», а НУ двухполюсники – из резисторов.

Сдвиг фазы определяется выражением

$$\varphi(\omega) = -\pi - 2 \arctg(2\pi f \cdot L_3/R_0),$$

где R_0 – сопротивление НУ двухполюсника.

Для получения симметричной трёхфазной системы выходных колебаний необходимо выполнить условие:

$$(2\pi f_0 \cdot L_3/R_0) = 1/\sqrt{3}.$$

Если эквивалентная индуктивность L_3 будет изменяться обратно пропорционально цифровому коду, то произведение

$$f \cdot L_3 = f \cdot (m_3/D) = f \cdot (m_3/k_1) \cdot (1/f) = m_3/k_1 = \text{const},$$

где m_3 – масштабный коэффициент преобразователя кода в эквивалентную индуктивность.

Вариант 4. КУ двухполюсники выполнены из преобразователей «код – имитатор ёмкости», эквивалентная ёмкость (C_3) которых прямо пропорциональна коэффициенту, зависящему от цифрового кода, блок управления выполнен из преобразователя «период-код», НУ двухполюсники – из резисторов.

В этом случае передаточная функция УФ

$$H(s) = (1 - T_3 s) / (1 + T_3 s),$$

где $T_3 = C_3 \cdot R_0$ – постоянная времени; R_0 – сопротивление НУ двухполюсника; C_3 – эквивалентная ёмкость КУ двухполюсника, а сдвиг фазы определяется выражением:

$$\varphi(\omega) = -2 \arctg(2\pi f \cdot C_3 \cdot R_0).$$

Для заданного значения частоты $f = f_0$ и при выборе параметров C_3 и R_0 из условия

$$(2\pi f_0 \cdot C_3 \cdot R_0) = 1/\sqrt{3}$$

на втором выходе генератора (фаза B) устанавливаются гармонические колебания с фазовым сдвигом $\varphi_2 = -120$ эл. градусов, а на третьем выходе (фаза C) фазовый сдвиг φ_3 составит плюс 120 эл. градусов.

Для получения стабильных фазовых сдвигов, инвариантных к изменению входной частоты, необходимо выполнить условие $f \cdot C_3 = \text{const}$.

Если эквивалентная ёмкость будет изменяться прямо пропорционально цифровому коду, который, в свою очередь, будет линейно зависеть от периода $T = 1/f$, то произведение

$$f \cdot C_3 = f \cdot (m_4 \cdot D_2) = f \cdot m_4 \cdot k_2 \cdot (1/f) = m_4/k_2 = \text{const},$$

где: m_4 и k_2 – масштабные коэффициенты КУ двухполюсников и блока управления,

соответственно; D_2 – управляющее число преобразователя «период – код», из которого выполнен блок управления БУ.

IV. ПОЛУЧЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

1. Рассмотрены структурные схемы построения многофазных генераторов гармонических колебаний.
2. Предлагаемые решения позволяют достаточно просто реализовать стабильные фазовые сдвиги, инвариантные к изменению в широком диапазоне частоты входного сигнала.
3. Возможна работа генераторов в диапазоне низких (1-100 Гц) частот, что особенно важно для генераторов модулирующей функции, применяемых в системах управления асинхронных частотно-регулируемых электроприводов.
4. Возможна отдельная электронная перестройка генератора по частоте и амплитуде.
5. Сочетание аналоговых и цифровых методов даёт возможность, при относительной простоте схемотехнических решений, обеспечить высокие метрологические характеристики проектируемого устройства.
6. Возможно выполнение генератора в интегральном исполнении в виде монолитной микросхемы.
7. При использовании кодоуправляемых двухполюсников с идентичными характеристиками (интегральная МС) достигается высокая симметрия выходных колебаний в широком диапазоне рабочих частот.
8. Многофазные генераторы гармонических сигналов могут найти применение в прецизионных устройствах радиоэлектроники, автоматики, системах связи, устройствах силовой преобразовательной техники.

Список литературы

1. Дубровин В.С. Расчет фазостабилизирующих цепей управляемого трехфазного генератора для АБП / В.С. Дубровин, В.М. Кисляков, С.Н. Уханов // Силовые полупроводниковые приборы и преобразовательные устройства: Системы управления и контроля (межвуз. сб. научн. тр.) – Саранск: Изд-во Мордов. ун-та, 1985. – С. 66-73.
2. Дубровин В.С. Система синхронизации инвертора при работе в составе АБП. / В.С. Дубровин, В.М. Кисляков, С.Н. Уханов, В.Ф. Баранов // Организация электроснабжения в условиях возможных перерывов и значительных отклонений напряжения питающей сети: тезисы докл. Всесоюзного научно-технического семинара. (Саранск, 19-21 октября 1983 г.). Информэлектро. М.: 1983. – С. 21-22.
3. Патент РФ № 3752633/24-07, 08.06.1984. Дубровин В.С. Преобразователь однофазного напряжения в трехфазное. // Патент России № 1198696. 1985. Бюл. № 46.
4. Патент РФ № 4206493/24-07, 05.03.1987. Дубровин В.С. Преобразователь однофазного напряжения в трехфазное. // Патент России № 1432692. 1988. Бюл. № 39.
5. Патент РФ № 4206495/24-07, 05.03.1987. Дубровин В.С. Преобразователь однофазного напряжения в трехфазное. // Патент России № 1432693. 1988. Бюл. № 39.
6. Патент РФ № 4600035/07, 01.11.1988. Дубровин В.С. Преобразователь однофазного напряжения в трехфазное. // Патент России № 1594665. 1990. Бюл. № 35.
7. Патент РФ № 4709346/07, 23.06.1989. Дубровин В.С. Устройство для преобразования однофазного напряжения в трехфазное. // Патент России № 1653098. 1991. Бюл. № 20.
8. Патент РФ № 4719322/07, 17.07.1989. Дубровин В.С. Преобразователь однофазного напряжения в трехфазное. // Патент России № 1674332. 1991, Бюл. № 32.
9. Патент РФ № 4748323/07, 11.10.1989. Дубровин В.С. Преобразователь однофазного напряжения в трехфазное. // Патент России № 1679586. 1991, Бюл. № 35.

10. Патент РФ № 4836315/07, 19.03.1990. Дубровин В.С. Преобразователь однофазного напряжения в трехфазное. // Патент России № 1718348. 1992. Бюл. № 9.
11. Патент РФ № 4799921/07, 06.03.1990. Дубровин В.С. Преобразователь однофазного напряжения в трехфазное. // Патент России № 1758799. 1991. Бюл. № 32.
12. Патент РФ № 4907852/07, 05.02.1991. Дубровин В.С. Преобразователь однофазного напряжения в трехфазное. // Патент России № 1775819. 1992. Бюл. № 42.
13. Патент РФ № 4921108/07, 25.02.1991. Дубровин В.С. Преобразователь однофазного напряжения в трехфазное. // Патент России № 1775820. 1992. Бюл. № 42.
14. Патент РФ № 4907907/07, 05.02.1991. Дубровин В.С. Преобразователь однофазного напряжения в трехфазное. // Патент России № 1778891. 1992, Бюл. № 44.
15. Патент РФ № 4921541/07, 25.03.1991. Дубровин В.С. Преобразователь однофазного напряжения в трехфазное. // Патент России № 1786616. 1993. Бюл. № 1.
16. Патент № 4921517/07, 25.03.1991. Дубровин В.С. Преобразователь однофазного напряжения в трехфазное. // Патент России № 1803955. 1993. Бюл. № 11.
17. Патент РФ № 4493920/09, 13.10.1988. Дубровин В.С. Управляемый фазовращатель. // Патент России № 1667222. 1991. Бюл. № 28.
18. Дубровин В.С. Аналого-цифровые способы формирования ортогональных сигналов / В.С. Дубровин, В. В. Никулин // Методы и средства управления технологическими процессами: МСУТП – 2007: материалы IV Междунар. конф. (Саранск, 24-26 окт. 2007 г.) – Саранск: Изд-во Мордов. ун-та, 2007. – С. 234-236.
19. Дубровин В.С. Генератор ортогональных сигналов // Современные методы и средства обработки пространственно-временных сигналов: сб. ст. V Всероссийской научно-технической конференции – Пенза, 2007. – С.154-156.
20. Дубровин В.С. Применение кодоуправляемых двухполюсников. // Аналитические и численные методы моделирования естественнонаучных и социальных проблем: сб. ст. II Международной научно-технической конференции – Пенза, 2007. – С. 258-260.
21. Дубровин В.С. Преобразователь напряжения с кодоуправляемыми резисторами. // Естественно-технические исследования: теория, методы, практика. (Межвузовский сборник научных трудов). – Вып. VII. – Саранск: РНИИЦ, 2007. – С. 3-6.

Phase-shift Circuits Usage while Constructing Polyphase Generators of Rhythmic Signals

Victor S. Dubrovin

Mordovian State University named after N. P. Ogarev, Russia, Saransk city.

E-mail: dvs8937@saransk.ru

Saransk, 430003, Russia, Vasenko St, 8-11; Tel.: +79271716299

Abstract. The article considers structural circuits used for the construction of polyphase generators of harmonic oscillations as well as various versions of phase-shift circuits made on the basis of all-pass filters of the first order. There are examples of analog controlled phase-shift circuits and various versions of phase-shift circuits constructed on the basis of code-operated ports.

Keywords: structural circuit, phase-shift circuit, code-operated ports, generator, transfer function, quadrature signals.