

Т. П. АСАТЯН

УПРАВЛЯЕМЫЕ ФАЗОВРАЩАТЕЛИ

Рассматриваются два управляемых фазовращателя, разработанные в АрмНИИЭ, с целью моделирования генераторных узлов для расчета статической и динамической устойчивостей сложных энергосистем. Эти фазовращатели могут быть использованы также в различных устройствах связи. Принципы их работы разные и поэтому по некоторым параметрам они существенно отличаются друг от друга. Их параллельное рассмотрение полезно тем, что позволяет сравнить и выявить их недостатки и преимущества.

1. Фазовращатель, основанный на использовании передних фронтов треугольных импульсов

В [1] приводится управляемый фазовращатель, работа которого основана на использовании фронтов треугольных импульсов. Он имеет механические (переключатель) и электромеханические (двигатель) элементы, которые понижают его быстродействие. Кроме того, в упомянутом фазовращателе при определенных значениях фазы (0 , π , 2π) получаются срывы амплитуды выходного сигнала.

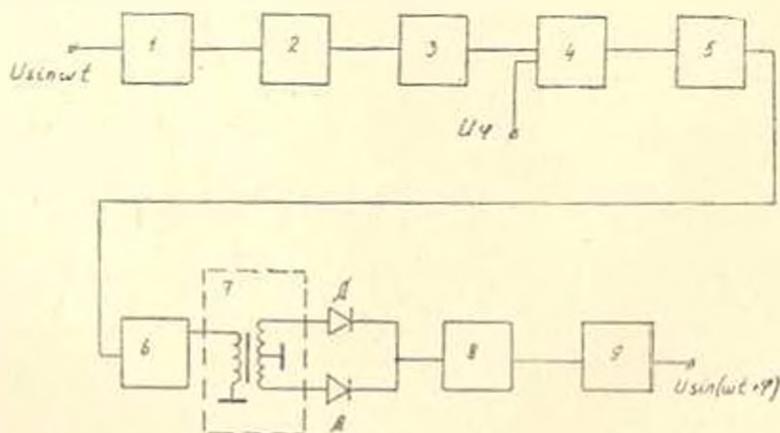


Рис. 1.

Указанных недостатков лишен рассматриваемый здесь фазовращатель, блок-схема и диаграмма работы которого приведены, соответственно, на рис. 1 и 2. С помощью делителя частоты 1 частота входного

синусоидального напряжения (диаграмма «а») делится на два (диаграмма «б»). Выходное синусоидальное напряжение делителя частоты 1 с помощью формирователя импульсов 2 преобразуется в импульсы прямоугольной формы (диаграмма «в»), причем, коэффициент заполнения

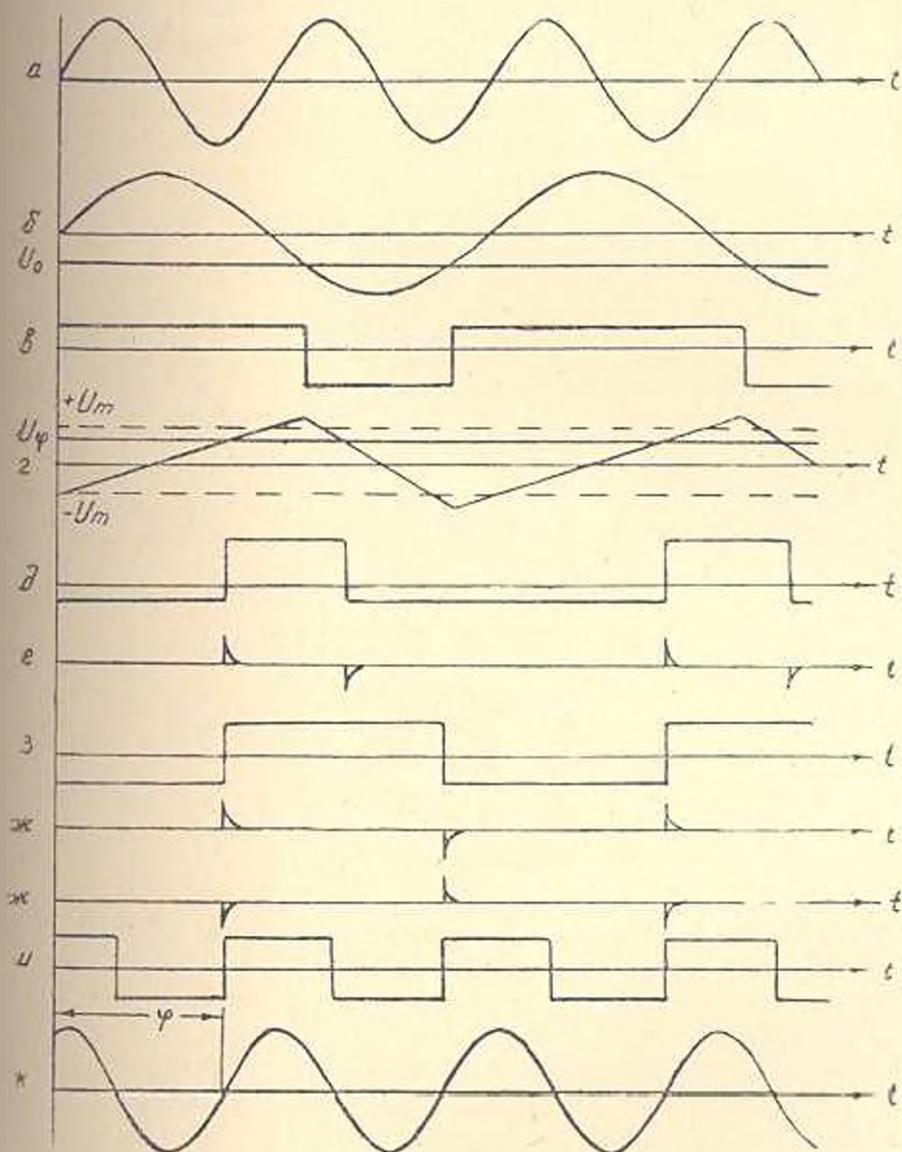


Рис. 2.

импульсов, благодаря смещению U_0 , получается больше 1/2. Затем эти импульсы суммируются интегратором 3 (диаграмма «г») и подаются на вход компаратора 4, порог срабатывания которого задается управляющим напряжением U_c . Выходные импульсы компаратора 4 (диаграмма «д») через дифференцирующую цепь (диаграмма «е») подаются на вход одновибратора 6. Выходные импульсы одновибратора

6 (диаграмма «з») подаются на вход импульсного трансформатора 7, который имеет два противофазных выхода. Импульсный трансформатор дифференцирует входные импульсы (диаграммы «ж» и «ж'») и через разделительные диоды D подает их «на вход одновибратора 8». Выходные импульсы одновибратора 8 (диаграмма «и») фильтруются фильтром первой гармоники 9, который выдает синусоидальное напряжение (диаграмма «к»), сдвинутое относительно входной синусоиды на угол φ . Угол φ в линейной зависимости от величины управляющего напряжения $U_c \leq U_c < U_m$ изменяется на 2π без срыва амплитуды выходного синусоидального сигнала.

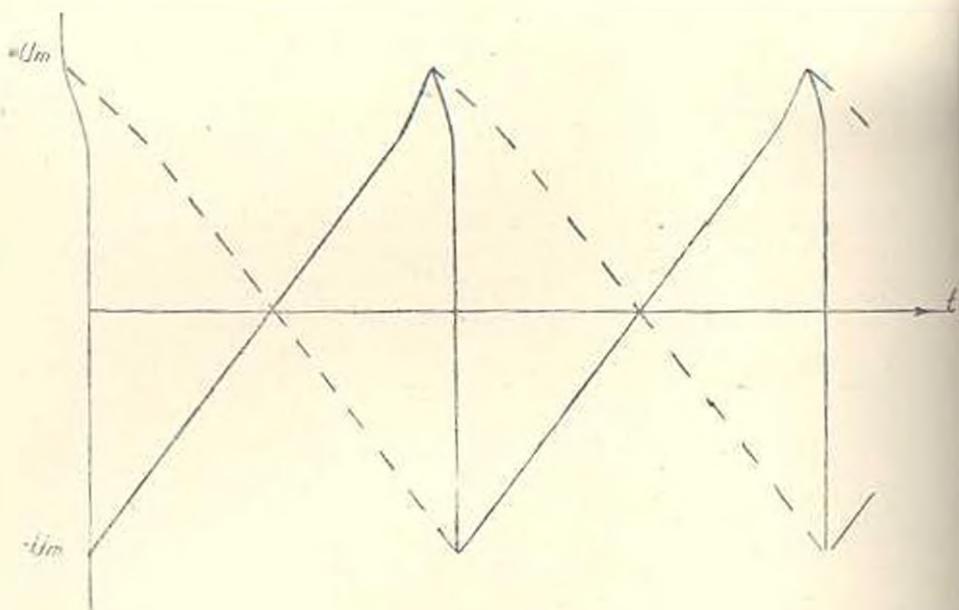


Рис. 3.

Часто стоит вопрос об изменении фазы выходного сигнала на несколько десятков π . Тогда управляющее напряжение U_c должно иметь пилообразную форму (рис. 3). Длительность «пилы» должна быть гораздо больше периода выходного сигнала.

При значении $U_c = -U_m$ фаза выходного сигнала соответствует нулевому сдвигу. По мере возрастания U_c до значения $+U_m$, фаза в линейной зависимости от U_c изменяется до 2π . При значении $U_c = +U_m$ происходит скачкообразное изменение величины U_c до значения $U_c = -U_m$. Таким образом, с помощью пилообразного управляющего напряжения можно получить сколь угодно большое значение сдвига фазы φ . Для уменьшения фазы следует использовать также пилообразное напряжение, форма которого пунктирной линией приведена на рис. 3.

Рассмотренный выше фазовращатель можно использовать и для получения сдвига фазы больше 2π , но при этом могут получаться однооч

ные срывы амплитуды выходного сигнала. Срыв появляется тогда, когда скачок управляющего сигнала происходит раньше момента сравнения величин управляющего сигнала и переднего фронта треугольного импульса. Это приводит к потере одного сравнения этих величин на входе компаратора 4, или, что тоже самое, к потере одного управляющего импульса на входе одновибратора. Описанное явление приводит к одиночным срывам амплитуды выходного сигнала, что в свою очередь не дает гарантию использования рассматриваемого фазовращателя для получения сдвига фазы больше 2π .

В зависимости от скорости изменения управляющего сигнала и стабильности работы одновибратора амплитуда выходного сигнала может изменяться. Для полной стабилизации амплитуды следует подключить к выходу фазовращателя дополнительный ключ и фильтр, т. к. амплитуда выходных прямоугольных импульсов ключа уже не зависит от колебания амплитуды его входного сигнала. В этом случае появляется возможность управления амплитудой выходного синусоидального сигнала путем изменения величины питающего напряжения ключа.

2. Фазовращатель, основанный на использовании синусно-косинусных функциональных преобразователей.

Его математической моделью является известное тождество:

$$A \sin(\omega t + \varphi) = A \sin \varphi \cos \omega t + A \cos \varphi \sin \omega t. \quad (1)$$

Правая часть (1) представляет собой два вектора, вращающиеся с угловой скоростью ω , модули которых изменяются по законам синуса и косинуса. В [2] рассматривается такой фазовращатель, где синусно-косинусные функциональные преобразователи представляют набор сопротивлений с переключателем. Такой способ воспроизведения синуса и косинуса позволяет получить дискретное вращение фазы. Для плавного изменения фазы используют синусно-косинусные потенциометры. Однако, они являются механическими или электромеханическими элементами, что понижает быстродействие фазовращателя. При использовании электронных синусно-косинусных функциональных преобразователей возникает вопрос умножения $\sin \varphi$ на $\cos \omega t$ и $\cos \varphi$ на $\sin \omega t$ (функцию умножения при использовании синусно-косинусных потенциометров выполняют они же сами). В рассматриваемом фазовращателе (рис. 4) вместо устройств умножения используются электронные ключи и фильтр первой гармоники, что значительно упрощает схему фазовращателя в целом.

При реализации выражения (1), как оно записано, приходится использовать двухтактные электронные ключи, т. к. величины $A \sin \varphi$ и $A \cos \varphi$ принимают как положительные, так и отрицательные значения. Двухтактные ключи, по сравнению с одноктактными, более сложны и требуют дополнительного источника питания. Замена двухтактных ключей

чей на одитактные легко осуществляется при замене выражения (1) на (2)

$$A \sin(\omega t + \varphi) = -(A - A \cos \varphi) \sin \omega t - (A - A \sin \varphi) \cos \omega t + A \sqrt{2} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right). \quad (2)$$

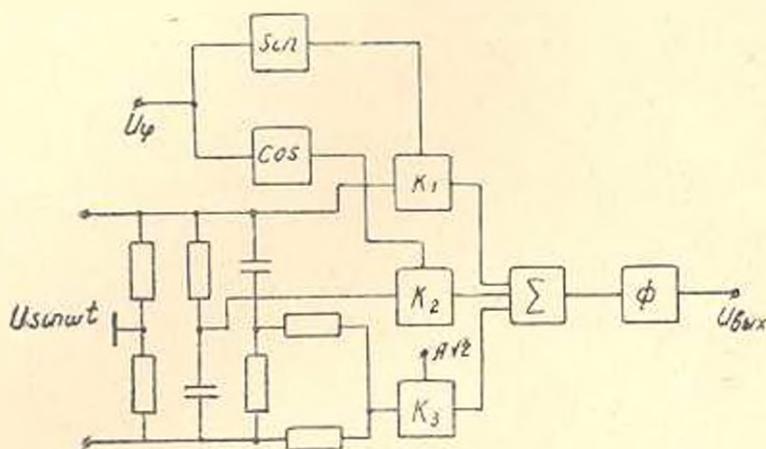


Рис. 4.

Правая часть (2) представляет собой сумму трех векторов, вращающихся с угловой скоростью ω . Один из них постоянный, а два других меняются только по модулю и сдвинуты друг относительно друга на $\frac{\pi}{2}$. Сказанное иллюстрируется на рис. 5, где приведены голографы этих векторов.

Входное синусоидальное напряжение поступает на вход двойного мостового фазорасщепителя, а на выходе получают три напряжения, соответствующие векторам с аргументами:

$$\left| \begin{array}{l} \frac{3}{2} \rightarrow (-\sin \omega t); \\ \rightarrow (-\cos \omega t); \\ \frac{\pi}{2} \rightarrow \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) \end{array} \right|.$$

Каждое из этих напряжений поступает на управляющий вход отдельного ключа. Управляющее фазой напряжение U_{φ} подается на вход синусового и косинусового функциональных преобразователей [3], выходные напряжения которых предварительно смещены на величину A и подаются на входы ключей K_1 и K_2 , а на вход ключа K_3 подается напряжение, равное $A\sqrt{2}$. Выходные импульсы ключей K_1 , K_2 , K_3 суммируются и поступают на вход фильтра первой гармоники, фаза выходного напряжения которого $A \sin(\omega t + \varphi)$ находится в линейной зависимости от величины управляющего напряжения φ , что и определяет точность преобразования фазовращателя. Отклонение от линейности приводит к появлению погрешности преобразования. Для первой схемы общая по-

грешность складывается из погрешностей компаратора, интегратора и фильтра, а для второй схемы — синусно-косинусного функциональных преобразователей, фильтра и ключа.

Погрешности интегратора, синусно-косинусного функциональных преобразователей и фильтра рассматриваются в [3,4]. Погрешность ключа определяется формулой [5]

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta U}{U_m} \quad (3)$$

где ΔU — остаточное напряжение на транзисторе в состоянии насыщения; U_m — амплитудное значение выходного конца ключа.

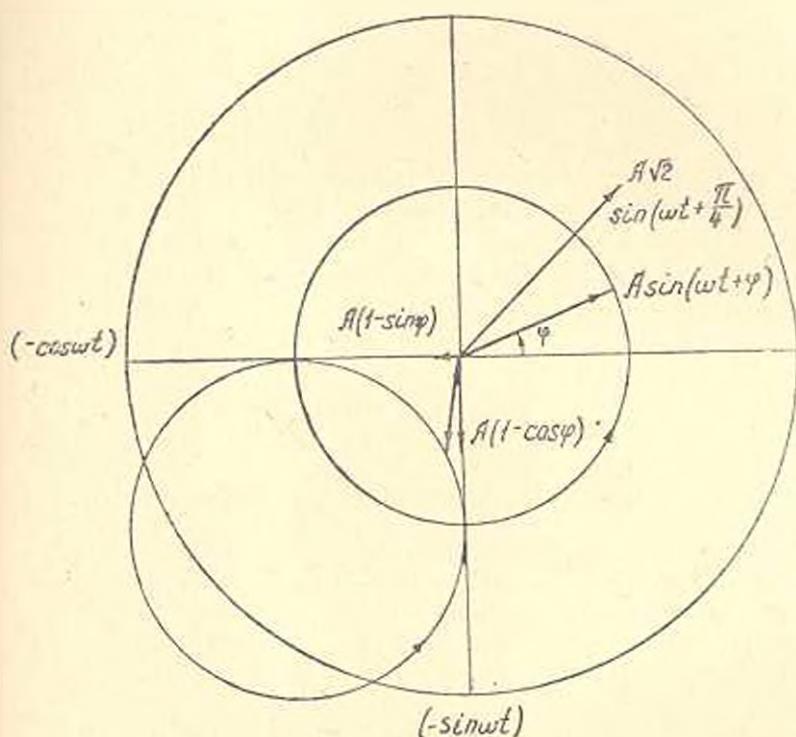


Рис. 5.

Погрешность компаратора легко может быть скомпенсирована путем смещения порога срабатывания.

Расчеты на основании [3,4,5] показывают, что обе схемы дают приблизительно одинаковую погрешность. При применении транзисторов с большим коллекторным и малым остаточным напряжениями (П416) общие погрешности рассмотренных фазовращателей составляют менее 1%.

Выводы

1. Первая схема управляемого фазовращателя значительно проще второй и ее следует применять в областях, где не требуется сдвига фазы больше 2π .

2. Отличительная особенность второй схемы заключается в том, что здесь полностью исключены срывы амплитуды выходного сигнала при неограниченном вращении фазы и при любой форме изменения управляющего напряжения, в том числе и пилообразной.

АрмНИИЭ

Поступило 1 V. 1977.

Ք. Պ. ԱՍԱՏՅԱՆ

ՂԵՆԱԿԱՐՎՈՂ ՓՈՒԼԱՊՏՏԻՉՆԵՐ

Ա մ փ ո փ ո ռ ռ

Հողվածում գիտարկվում են երկու տարրեր սկզբունքներով աշխատող փուլապատիշներ: Գրանցից մեկի աշխատանքը հիմնված է հոսանկյունաձև իմպուլսների առաջնային ճակատների օգտագործման, իսկ մյուսինը՝ սինուսկոսինուսային կերպափոխիչների կիրառման վրա: Յուրյց է տրված, որ գրանցից առաջինը նպատակահարմար է օգտագործել մինչև 27 փուլային շեղում ստանալու համար: 27-ից ավելի փուլային շեղում ստանալու համար նպատակահարմար է օգտագործել երկրորդ փուլապատիշը:

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Управляемый фазораздатель. Авторское свидетельство № 299947.
2. Преспухин А. Н. и др. Муаровые разстровые латчики положения и их применение. М., «Радио», 1969.
3. Асатрян Т. П., Амбарцумян Г. Г. Синусно-косинусный функциональный преобразователь. «Известия АН Арм. ССР (серия Т. II.)», т. XXIX, № 2, 1976.
4. Коган Б. Я. Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования. М., Физматгиз, 1963.
5. Асаханян Т. М. Электронные ключи и нелинейные импульсные усилители. М., «Радио», 1966.