

Н. В. ПАНАСЕНКО (ДНДЦ УЗ), Ю. П. ГОНЧАРОВ, В. В. ЗАМАРУЕВ,
С. Ю. КРИВОШЕЕВ, А. Е. ИВАНОВ, П. П. МОРОЗОВ (НТУ «ХПИ», Харьков),
В. Г. СЫЧЕНКО (ДИИТ)

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ФОРМЫ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ КОНТАКТНОЙ СЕТИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Розглянуто структури перетворювачів синусоїдальної напруги в напругу квазіпрямокутної форми, що дозволяють до двох разів підвищити пропускну здатність контактної мережі.

Рассмотрены структуры преобразователей синусоидального напряжения в напряжение квазипрямоугольной формы, позволяющие до двух раз повысить пропускную способность контактной сети.

The structures of sine voltage to quasi-meander shape voltage converters, which allow increasing up to two times the traffic carrying capacity of the feeder mains, are considered.

1. АНАЛИЗ СОСТОЯНИЯ ПРОБЛЕМЫ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ РАБОТЫ

В системе электроснабжения на переменном токе наряду с очевидным достоинством, которое состоит в возможности повысить напряжение и, следовательно, уменьшить ток в контактном проводе, имеет место двукратное недоиспользование контактной сети (КС) по сравнению с сетью постоянного тока равного уровня напряжения. Это ведет к снижению пропускной способности, снижению к.п.д. и излишнему расходу меди на контактный провод.

Недостаток обусловлен синусоидальной формой напряжения в КС, которая вытекает из синусоидальности напряжения питающей сети (ПС). При равной амплитуде напряжения, определяемой изоляцией КС, действующее значение переменного напряжения, определяющее передаваемую мощность, в $\sqrt{2}$ раз ниже в сравнении с постоянным напряжением. В результате получается двукратный проигрыш по производству относительной пропускной способности на относительные потери. Действительно, при равной передаваемой мощности за счет увеличения в $\sqrt{2}$ раз действующего тока, потери в КС переменного тока вдвое выше, поскольку они пропорциональны квадрату действующего тока. При ограничении по нагреву контактного провода (равном действующем токе) в системе переменного тока в $\sqrt{2}$ раз ниже передаваемая мощность за счет снижения

действующего напряжения и одновременно в $\sqrt{2}$ раз выше относительные потери по той же причине. Наконец, в варианте равных относительных потерь получаем двукратное снижение передаваемой мощности за счет одновременно снижения в $\sqrt{2}$ раз действующего напряжения и действующего тока.

Переход на постоянное напряжение в КС с уровнем $25 \cdot \sqrt{2}$ кВ в данное время невозможен по причине отсутствия соответствующих высоковольтных преобразователей. Но даже тогда, когда они будут созданы, это решение является более дорогостоящим в сравнении с системой переменного тока, поскольку такие преобразователи необходимо устанавливать на каждом электровагоне и мотор-вагонной секции. В некотором смысле сходная ситуация сложилась в большой энергетике. Когда более 50 лет назад появилась возможность реализации передачи энергии постоянным током, то ей пророчили быструю победу в конкуренции с системой переменного тока. Однако ожидаемая замена не состоялась по причине того, что при каждом изменении уровня напряжения требуется в дополнение к трансформатору вводить два преобразователя – инвертор и выпрямитель.

В работе [1] было показано, что отмеченные выше, а также и некоторые другие недостатки системы переменного тока преодолеваются при введении вставки постоянного тока со структурой «выпрямитель – промежуточное звено постоянного тока – инвертор» между питающей сетью и КС. Преодоление недостатков произ-

ходит за счет формирования в КС с помощью инверторного звена вставки не синусоидального напряжения, а напряжения с формой, приближенной к прямоугольнику (меандру) (рис. 1). Система переменного тока с идеальным меандром (рис. 1, а) обладает теми же энергетическими характеристиками, что и система постоянного тока с тем же напряжением $u = U_m$, но выгодно отличается от нее возможностью непосредственной трансформации на транспортных средствах.

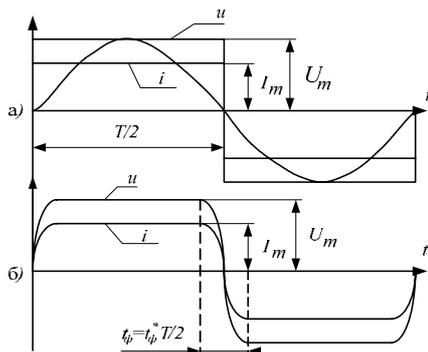


Рис. 1. Идеальный меандр со вписанной синусоидой (а) и реальный меандр с ограниченным спектром, имеющий синусоидальные фронты и плоскую вершину (б)

Основной эффект, как и на постоянном токе, достигается за счет лучшего использования изоляции: при равной амплитуде вписанная синусоида дает существенно худшее заполнение во времени (рис. 1, а). Однако такое решение, будучи достаточно радикальным, существенно удорожает тяговую подстанцию, поскольку каждый из двух преобразователей должен быть рассчитан на полную мощность.

В данной работе предлагается альтернативное решение, основная идея которого состоит в неизменности основного канала передачи активной мощности по первой гармонике, а преобразовании только высших гармоник, доля которых относительно невелика. Рассматриваемое решение принадлежит к классу преобразователей с непосредственной связью и может быть реализовано с помощью активных фильтров (АФ). Их установленная мощность при реализации только основной функции преобразования формы напряжения примерно втрое меньше по сравнению со вставкой постоянного тока. За счет некоторого увеличения установленной мощности может быть реализован также ряд дополнительных функций.

2. СОСТАВЛЯЮЩИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА ПРИ ПЕРЕХОДЕ ОТ СИНУСОИДЫ К МЕАНДРУ

При заданной амплитуде U_m синусоидального напряжения и заданном действующем синусоидальном токе I активная мощность:

$$P_c = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cdot I. \quad (1)$$

При идеальном меандре напряжения с той же амплитудой U_m и синусоидальном токе с тем же действующим значением I :

$$P_{и} = \frac{U_m}{K_{\text{фс}}} \cdot I, \quad (2)$$

где $K_{\text{фс}} = \pi / (2\sqrt{2})$ – коэффициент формы синусоиды.

Соотношение мощностей и коэффициент эффективности $K_{\text{эи}}$ при переходе к меандру напряжения:

$$P_{и}^* = \frac{P_{и}}{P_c} = \frac{4}{\pi} = 1,27; \quad K_{\text{эи}} = P_{и}^{*2} = \frac{16}{\pi^2} = 1,62. \quad (3)$$

В последней формуле учтено, что абсолютные потери в сравниваемых вариантах одинаковы в связи с одинаковостью действующего тока, а относительные потери при меандре ниже пропорционально $P_{и}^*$. Поэтому коэффициент эффективности, как произведение относительной передаваемой мощности на относительные потери, при переходе к меандру возрастает пропорционально $P_{и}^{*2}$.

При переходе к идеальному меандру тока с сохранением его действующего значения, которое теперь равно амплитуде меандра:

$$P = U_m \cdot I; \quad P^* = \frac{P}{P_c} = \sqrt{2}; \quad K_3 = P^{*2} = 2. \quad (4)$$

Дополнительный эффект при переходе к меандру тока:

$$K_{\text{эи}} = \frac{K_3}{K_{\text{эи}}} = \frac{\pi^2}{8} = 1,23. \quad (5)$$

Таким образом, основную долю эффекта (более 2/3), дает переход к меандру напряжения за счет улучшения использования изоляции.

При сохранении синусоиды напряжения, но использовании меандра тока с тем же действующим значением I :

$$P_i^* = \frac{P_i}{P_c} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,9. \quad (6)$$

Здесь при переходе к меандру получаем проигрыш, поскольку передача активной мощности осуществляется только первой гармоникой тока. Таким образом, улучшение использования проводника КС за счет перехода к меандру тока достигается только при одновременном переходе к меандру напряжения.

При протяженной КС идеальный меандр тока недостижим по причине влияния индуктивности линии. Однако сохранение в этом случае синусоидального тока снижает эффективность перехода к меандру напряжения (рис. 2). Чтобы получить заданное напряжение в конце участка КС, необходимо добавить к напряжению подстанции u_n падение напряжения u_L на индуктивности, что ведет к возрастанию амплитуды напряжения и, как следствие, к ухудшению использования изоляции. Синусоидальный ток могут создать преобразователи, устанавливаемые в современных электровозах с асинхронным приводом.

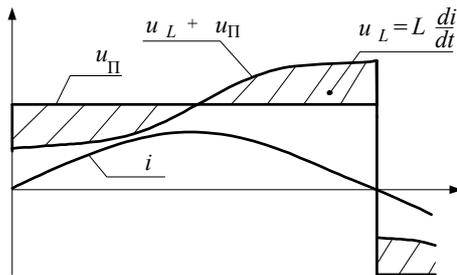


Рис. 2. Нецелесообразность формирования синусоидального тока в КС с меандром напряжения

Использование идеального меандра напряжения при ограниченной крутизне фронтов тока, причиняемой индуктивностью КС, не дает значительного эффекта. Это связано с необходимостью согласования спектрального состава тока и напряжения для передачи максимальной активной мощности и поясняется графиками (рис. 3), которые соответствуют реальным меандрам напряжения и тока с формой, приведенной на рис. 1, б, но при разной крутизне фронтов. За базис принята передаваемая мощность при одновременно идеальных меандрах напряжения и тока (рис. 1, а).

Практически целесообразно при реальных значениях индуктивности КС иметь значения $t_{\phi i}^* = 0,3 \dots 0,4$ и $t_{\phi u}^* \approx t_{\phi i}^*$, что позволяет реализовать около 2/3 того эффекта, который получается при переходе к идеальному меандру.

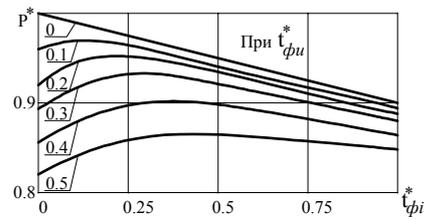


Рис. 3. Зависимость относительной передаваемой мощности от крутизны фронтов напряжения ($t_{\phi u}^*$) и тока ($t_{\phi i}^*$) для меандров с ограниченным спектром

3. БАЗОВАЯ СТРУКТУРА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Базовая структура преобразователя приведена на рис. 4. В ее состав входит преобразователь формы напряжения (ПФН), который добавляет к синусоиде напряжения питания недостающие до меандра высшие гармоники. Преобразователь формы тока (ПФТ) делает то же самое по отношению к току, так что ток i_n синусоидальный. ПФН и ПФТ могут меняться местами. ПФН состоит из нескольких последовательно соединяемых ячеек, одна из которых показана внутри обозначения блока.

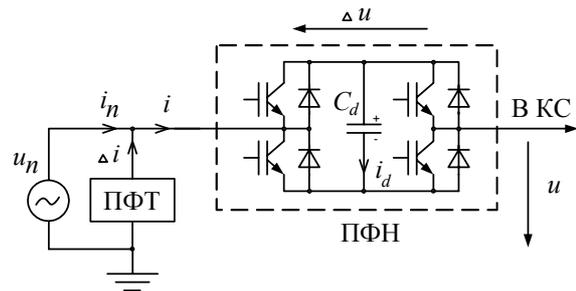


Рис. 4. Структура преобразователя формы: u_n – питающая сеть синусоидального напряжения и тока

Принцип действия ПФН поясняют диаграммы рис. 5. Диаграмма рис. 5, а относится к случаю формирования идеального меандра напряжения u в КС. Разница напряжений u_n и u , показанная на рис. 5, а штриховкой, является той добавкой Δu , которую создает ПФН методом широтно-импульсной модуляции (ШИМ), из практически постоянного напряжения u_d на накопителе энергии C_d . Пульсации с частотой ШИМ на рис. 5, а не показаны, т.е. сделан переход к непрерывной модели ПФН.

При заданном u_n величина U_m определяется таким образом, чтобы обеспечить нулевую среднюю мощность, потребляемую от источника u_d , что позволяет обойтись на стороне постоянного тока только емкостным накопителем энергии C_d . Это достигается при равенстве активных мощностей источника питания и на-

грузки. При условии, что нагрузка является чисто активным сопротивлением и, следовательно, ток i также имеет форму идеального меандра с амплитудой I_m , это условие дает

$$\frac{U_{1m}}{\sqrt{2} \cdot K_{\text{фс}}} I_m = U_m I_m; \quad \text{откуда } U_m = \frac{2}{\pi} U_{1m}. \quad (7)$$

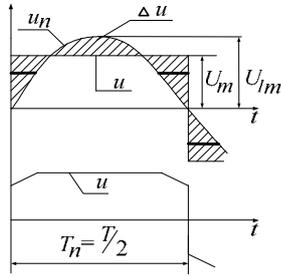


Рис. 5. К пояснению принципа действия ПФН:
а) при формировании идеального меандра напряжения;
б) при ограничении амплитуды напряжения на ПФН

Заметим, что при выполнении условия (7) напряжение Δu содержит, кроме высших гармоник, также и небольшую основную гармонику, обеспечивающую компенсацию активной мощности, генерируемой на частотах высших гармоник. Условие (7) реализует управляющая структура, изображенная на рис. 6.

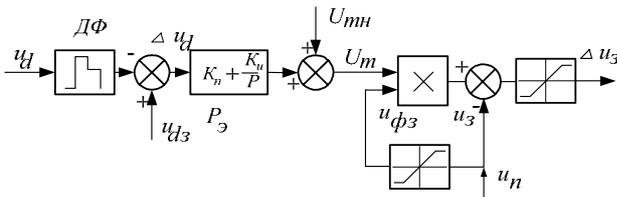


Рис. 6. Структура системы управления ПФН:
 $u_{dз}$ – сигнал задания по напряжению накопителя энергии;
 P_s – ПИ-регулятор напряжения на накопителе энергии;
 $u_{фз}$ – сигнал задания по форме напряжения в КС

Сигнал ошибки Δu_d по напряжению на накопителе энергии преобразует ПИ-регулятор, формируя задание по амплитуде U_m напряжения u . Этот сигнал умножается на сигнал задания формы $u_{фз}$, имеющий единичную амплитуду и требуемую форму выходного напряжения. Из получающегося задания по выходному напряжению вычитается u_n , что и дает сигнал $\Delta u_з$, который должен быть обработан ШИМ-контроллером ПФН. Сигнал задания формы $u_{фз}$ (меандр) может быть получен ограничением преобразуемого напряжения u_n , что позволяет согласовать как частоту, так и фазу сигнала задания. Дискретный фиксатор ДФ устраняет влияние пульсаций с удвоенной основной частотой на форму выходного напряжения.

Недостаток режима формирования идеального меандра напряжения состоит в большой

установленной мощности полупроводниковых ключей, которую можно определить как сумму произведений амплитудных значений напряжения и тока

$$S = 4U_m I_m. \quad (8)$$

Эта величина, очевидно, совпадает с установленной мощностью ключей инверторного звена вставки постоянного тока.

Однако в формировании идеального меандра напряжения, как следует из разд. 2, нет настоятельной необходимости. Можно сократить установленную мощность ключей примерно втрое, если ограничить максимум напряжения ΔU таким образом, чтобы он сравнялся с амплитудой $U_{1m} - U_m$ (жирные линии на рис. 5, а). Величина u приобретает при этом форму, показанную на рис. 5, б. Её можно рассматривать как кусочно-линейную аппроксимацию меандра с ограниченным спектром (рис. 1, б).

Ограничение должно быть на уровне среднего импульса, что при использовании известных методик дает следующие значения параметров:

$$\Delta u_0 = 0,25 U_{1m}; \quad u_d = \frac{\Delta u_0}{1 - K_{\text{ин}}};$$

$$U_m = 0,76 U_{1m}; \quad I_{2m} = 0,22 I_m \frac{U_{1m}}{u_d};$$

$$2\omega C_d = \frac{I_{2m}}{K_{\text{ин}} u_d}, \quad (9)$$

где U_{1m} – амплитуда синусоидального входного напряжения; Δu_0 – уровень ограничения напряжения в ПФН; $K_{\text{ин}} \approx 0,1$ – допустимый коэффициент пульсаций напряжения накопителя энергии.

При определении параметров регулятора в структуре рис. 6 базовым является условие равенства мгновенных мощностей в звеньях постоянного и переменного тока непрерывной модели ПФН (рис. 4):

$$\Delta u \cdot i = u_d \cdot i_d. \quad (10)$$

Допустим, что в установившемся режиме сигналы u и i имеют форму идеальных меандров с амплитудами U_m и I_m , пренебрегая, таким образом, влиянием индуктивности в цепи нагрузки и отклонением формы, причиняемым ограничителем сигнала задания $\Delta u_з$. Пренебрегаем также пульсациями напряжения u_d .

Рассмотрим далее один такт $T_n = T/2$, устанавливаемый дискретным фиксатором ДФ сиг-

нала обратной связи u_d (рис. 6). Предположим, что на предыдущем такте произошло отклонение ΔU_m выходного сигнала регулятора от установившегося значения. Это приращение отработается силовой схемой ПФ, вызывая соответствующее приращение напряжения $\Delta u = \Delta U_m$ на ПФН. Определим связанное с этим приращение тока Δi_d и приращение напряжения на накопителе энергии на такте T_n :

$$\Delta i_d = \frac{\Delta U_m}{u_d} I_m; \quad \Delta u_d = \frac{\Delta i_d \cdot T_n}{C_d}. \quad (11)$$

Допуская, что регулятор напряжения накопителя энергии чисто пропорциональный, определяем приращение выходного сигнала регулятора на такте

$$\Delta U'_m = -K_n \Delta u_d. \quad (12)$$

Если величина $\Delta U'_m$ превышает по модулю $2\Delta U_m$, то происходит возбуждение автоколебаний, которые получили название субгармонических. Из (12) и (11) получаем граничное значение коэффициента усиления пропорционального звена по условию недопущения субгармонических автоколебаний:

$$K_n = \frac{4u_d C_d}{I_m T}. \quad (13)$$

Эта величина, как показывает анализ, недостаточна для получения приемлемой статической погрешности регулятора. Для ее компенсации целесообразно ввести интегральное звено в регулятор, коэффициент усиления которого удобно определить, приводя параметры регулятора к цепи постоянного тока ПФН [2]. Возможность такого приведения вытекает из эквивалентной схемы рис. 6 в сочетании с равенством (10). Существует пропорциональная связь между вариацией напряжения u_d на входе схемы рис. 6, вариацией сигнала ΔU_3 на ее выходе и, в конечном итоге, вариацией сигнала i_d согласно (10), что соответствует эквивалентной операторной проводимости параллельно конденсатору C_d (рис. 7). Пренебрегая влиянием ограничения сигнала Δu_3 , получаем:

$$g_3 = K_n \frac{I_m}{u_d}; \quad L_3 = \frac{u_d}{K_n \cdot I_m}. \quad (14)$$

Характеристикой динамических свойств демпфированного колебательного контура рис. 7 является его добротность

$$Q = \sqrt{\frac{C_d}{L_3}} / g_3. \quad (15)$$

Задаваясь добротностью Q в пределах 0,3...0,5, что соответствует аperiodической системе, находим из (15) допустимую величину L_3 , а затем из (14) допустимую величину коэффициента усиления K_n интегрального звена регулятора.

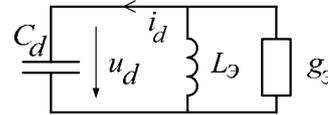


Рис. 7. Эквивалентная схема, приводящая параметры ПИ-регулятора к цепи постоянного тока ПФН

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

На рис. 8 представлены машинограммы переходного процесса пуска ПФН, полученные на его непрерывной модели. Величина относительного индуктивного сопротивления КС принята 20 % от сопротивления номинальной нагрузки, угол сдвига фаз между напряжением и током $\varphi = 0$, амплитуда меандра напряжения в КС принята равной $27,5\sqrt{2} \approx 40$ кВ.

Приведенные результаты подтверждают полученные теоретические соотношения. В частности, определение параметров регулятора обеспечивает практически аperiodический заряд конденсатора C_d без перерегулирования. Амплитуда напряжения в КС при переходном процессе не превышает установившегося значения.

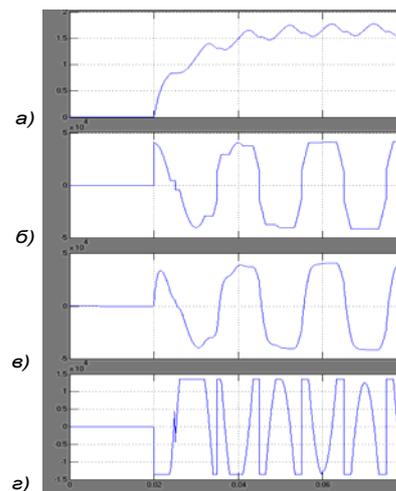


Рис. 8. Переходной процесс при пуске ПФН: а) напряжение на конденсаторе накопителя энергии; б) напряжение на входе КС; в) напряжение нагрузки; г) напряжение на ПФН

ВЫВОДЫ

1. Основную долю эффекта от преобразования формы дает переход к меандру напряжения, что является благоприятным фактором по причине малости препятствующих этому переходу параллельных емкостей.

2. Использование непосредственных преобразователей формы дает примерно втрое меньшую установленную мощность полупроводниковых ключей в сравнении со вставкой постоянного тока.

3. Предлагаемая структура регулятора позволяет реализовать непосредственный обмен активной мощностью между питающей сетью с синусоидальным напряжением и КС с меандром напряжения. В звеньях постоянного тока преобразователей формы необходимо устанавливать только емкостные накопители энергии.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Система электроснабжения железной дороги переменного тока с модульными вставками постоянного тока [Текст] / В. В. Корниенко и др. // Материалы 2 Межд. науч.-практ. конф. «Электрификация транспорта» «Трансэлектро-2008» (30.09 – 04.10.2008). – С. 41.
2. Метод эквивалентных сопротивлений для синтеза регуляторов в полупроводниковых преобразователях с резонансными силовыми фильтрами [Текст] / Е. И. Сокол и др. // Технічна електродинаміка, тем. випуск. «Силова електроніка та енергоефективність». – ч. 4. – К.: Ін-т електродинаміки НАН України, 2007. – С. 38-44.

Поступила в редколлегию 07.09.2009.

Принята к печати 15.09.2009.