

# ФИЛЬТРАЦИЯ ВЫСШИХ ГАРМОНИК В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ ПРИ ДИНАМИЧНО МЕНЯЮЩИХСЯ УСЛОВИЯХ

АВТОРЫ:

Г.М. МУСТАФА,  
К.Т.Н.,  
ООО «НПП ЛМ  
ИНВЕРТОР»

С.И. ГУСЕВ,  
К.Т.Н.,  
ООО «НПП ЛМ  
ИНВЕРТОР»

**П**роблема фильтрации гармоник в электрических сетях обострилась и стала актуальной с нарастаю- щим распространением вентильных преобразователей электрической энергии, часто используемых в условиях искажающих сеть нагрузок.

*Ключевые слова:* пассивные фильтры; активные фильтры; амплитудная и фазная модуляция.



Проблема фильтрации высших гармоник в электрических сетях по-прежнему остается одной из самых сложных

## ВВЕДЕНИЕ

Для фильтрации высших гармоник в электрических сетях применялись ранее (и продолжают применяться) комбинации резонансных LC-цепей. При этом возникает дилемма. Если применяемая LC-цепь имеет высокую добротность, то ее остаточное сопротивление мало и эффективно шунтирует соответствующую сетевую гармонику в стационарных условиях. Однако когда амплитуды или фазы сетевых гармоник изменяются в условиях динамично меняющейся нагрузки, высокодобротные резонансные цепи фильтрации не способствуют фильтрации и могут даже ухудшать ситуацию. Понижая добротность, можно ослабить отрицательные проявления динамики. Однако при этом ослабляется и фильтрующее действие — остаточное сопротивление возрастает. В сигнальном фильтре его можно было бы понизить снижением волнового сопротивления, но в энергетических установках такой путь неприемлем. Уменьшение волнового сопротивления — это увеличение установленной мощности и стоимо-

сти оборудования, а при пониженной добротности еще и увеличение мощности потерь энергии при работе.

Проблема фильтрации гармоник в электрических сетях обострилась и стала актуальной с нарастающим распространением вентильных преобразователей электрической энергии, используемых в условиях искажающих сеть нагрузок, таких как:

- электроприводы грузоподъемных механизмов с частотным регулированием;
- тиристорные выпрямители, работающие в циклично-импульсном режиме потребления электроэнергии (например, на электровозах переменного тока, в мощных электрофизических установках);
- электродуговые печи постоянно-го тока.

Вместе с проблемой преобразователи принесли и средство ее разрешения. Высокочастотные следящие широтно-модулированные преобразователи, построенные на транзи-

сторах типа IGBT, могут функционировать в качестве широкополосных усилителей, действие которых не сопровождается потерями энергии. Способность осуществлять свои функции без активных потерь мощности — недиссипативность таких усилителей открывает им дорогу в электроэнергетику. В силовых фильтрах наряду с пассивными элементами (реакторами, конденсаторами, резисторами) становится возможным применение активного элемента — управляемого источника напряжения — усилителя мощности.

Активные фильтры с использованием операционных усилителей давно применяются в технике обработки аналоговых сигналов. В сигнальной технике они позволили избавиться от нетехнологичного элемента [электромагнитного реактора] и сократить размеры и стоимость устройств [1–3]. В силовой технике активные фильтры позволяют разрешить фундаментальную проблему эффективной недиссипативной фильтрации гармоник в электрической сети при меняющихся условиях. Техника IGBT-преобразователей

## ТЕСТОВАЯ СХЕМА (А); СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ РЕЗОНАНСНОГО ФИЛЬТРА (Б); СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ АКТИВНОГО ЭЛЕМЕНТА АЕ (В)

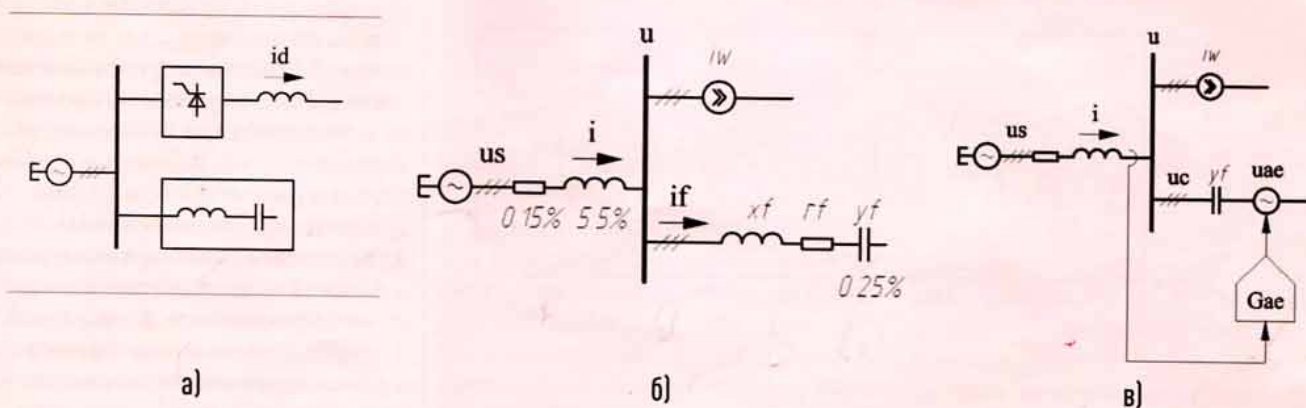


Рис. 1



и их контроллеров дозрела по функциональным возможностям, по стоимости и показателям надежности до широкомасштабного применения, и активные фильтры уже начинают применяться в электрических сетях.

Цель настоящей работы — на простом тестовом примере дать наглядное представление о том, как с применением активных элементов успешно разрешается проблема, которая оставалась неразрешимой при использовании привычных пассивных резонансных цепей.

## ТЕСТОВАЯ СХЕМА

Тестовая схема содержит сетевой трансформатор, тиристорный выпрямитель (источник искажений) и шунтирующий фильтр (рис. 1, а). Для наглядности рассматривается простейшая задача с фильтрацией только пятой гармоники. Мощность трансформатора в тесте принята равной удвоенной мощности выпрямителя, а мощность резонансной цепи — четверти мощности выпрямителя. Эти параметры взяты из конкретного случая работы ти-

ристорного выпрямителя в мощной электрофизической установке. Анализ ведется в относительных единицах, в ортогональных осях  $(d-q)$ . За базу взяты номинальные амплитуды фазного напряжения и фазного тока и номинальная круговая частота. При этом в схеме замещения (рис. 1, б) индуктивное сопротивление сети и проводимость конденсаторной батареи составляют  $x_s=5,5\%$ ,  $y_f=25\%$ .

На рис. 1 приняты следующие обозначения:  $u_s$  — напряжение сети;  $i_s$  — ток сети;  $i_w$  — ток искажений;  $i_f$  — ток фильтра;  $u_{ae}$  — напряжение активного элемента;  $x_f$ ,  $r_f$ ,  $y_f$  — индуктивное сопротивление, активное сопротивление и емкостная проводимость фильтра;  $G_{ae}$  — передаточная характеристика активного элемента.

Пассивный фильтр схемы (см. рис. 1, б) настроен на гармонику 5, так что

$$x_f = 1 / (25 \cdot y_f).$$

Амплитуда пятой гармоники тока выпрямителя составляет около 1/5 основной гармоники  $I_w1$ :

$$I_w5(\cdot) = 0,2 \cdot I_w1(\cdot),$$

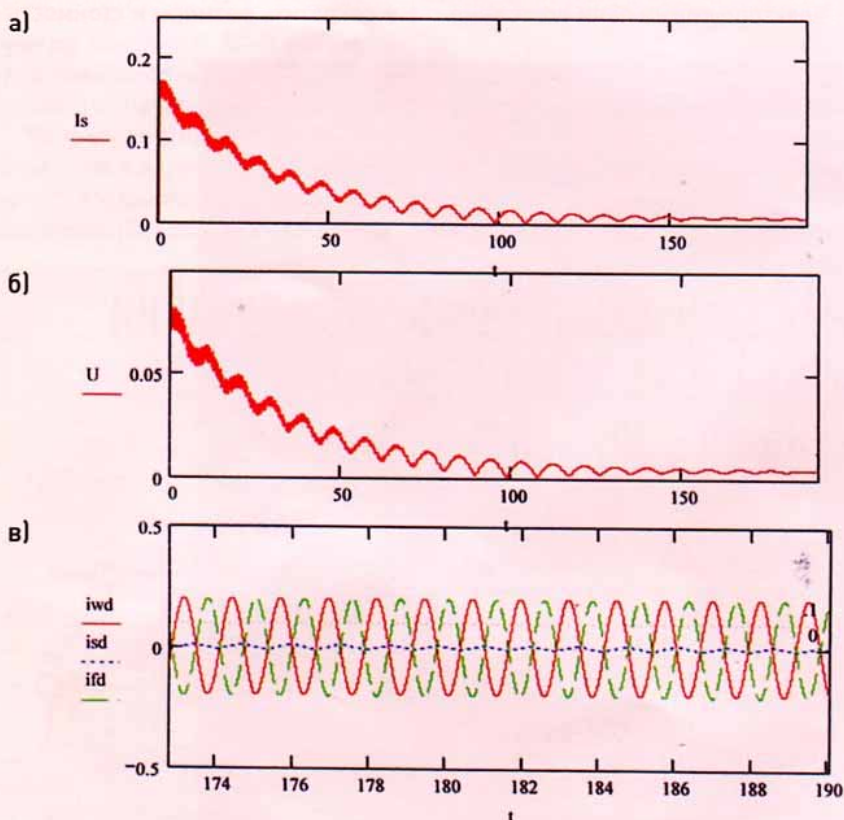
$$\vec{I}_w5(\theta) = I_w5(\theta) \cdot \exp(-j \cdot 5(\theta - \alpha)).$$

Здесь  $\theta = \omega t$ ;  $\alpha$  — угол управления выпрямителя;  $j = \sqrt{-1}$ .

(5-я гармоника вращается в обратном направлении, т.е. ее порядок равен  $-5$ .) При работе выпрямителя ток  $i_w5(\cdot)$  модулируется по амплитуде и по фазе (когда меняется угол управления), т.е. является в общем случае и амплитудно-, и фазомодулированной переменной [4].

Для проверки влияния амплитудной и фазовой модуляции такой нагрузки на эффективность фильтрации с помощью резонансного фильтра и при использовании активного элемента далее рассматриваются по отдельности:

## ВЫСОКОДОБРОТНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЙ ФИЛЬТР ПРИ НЕМОДУЛИРОВАННОМ ТОКЕ ВЫПРЯМИТЕЛЯ



а)  $I_s$  — ток сети; б)  $U$  — напряжение на шинах; в)  $i_w$  — ток искажений;  $i_s$  — ток сети;  $i_f$  — ток фильтра

Рис. 2



- амплитудная модуляция — когда ток выпрямителя изменяется по колоколообразной кривой с периодом  $T_e = 55 \text{ мс} = 17,28 \text{ о.е.}$ ; фаза остается неизменной;
- фазовая модуляция — когда амплитуда тока поддерживается неизменной, а фаза изменяется по пилообразной кривой с тем же периодом  $T_s = 55 \text{ мс}$ .

Период действия искажений также взят из конкретного случая работы тиристорного выпрямителя в мощной электрофизической установке. Поочередно рассматривается, что получается при использовании традиционного резонансного фильтра (см. рис. 1, б), и чего можно достичь, применяя прогрессивное техническое решение с активным элементом (см. рис. 1, в).

## РАБОТА РЕЗОНАНСНОГО ФИЛЬТРА

Рассмотрение работы резонансной цепи начинаем с немодулированного режима

$$A_{iw}(\cdot) \equiv 0,2;$$

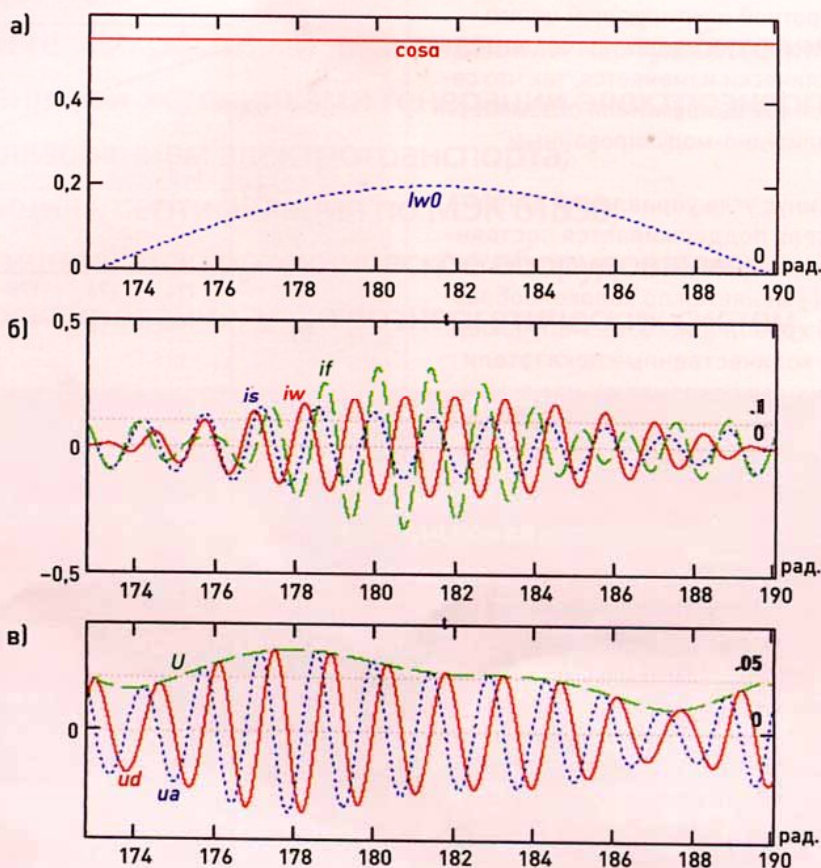
$$\cos(\alpha(\cdot)) \equiv 0,54,$$

где  $A_{iw}$  — модуль тока источника искажений. Добротность резонансной цепи  $Dof = 80$ .

На рис. 2, а, б показан переходный процесс установления резонансной цепи, а на рис. 2, в — установившийся процесс.

В установившемся режиме резонансная цепь успешно справляется с задачей: модуль напряжения сборных шин  $A_u$  устанавливается на малом уровне, равном 0,45%, а модуль тока пятой гармоники  $A_{i5}$  проникающего в сеть, снижен с 20,00 до 0,83% (используя прин-

## АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫЙ ТОК В СХЕМЕ С ВЫСОКОДОБРОТНОЙ РЕЗОНАНСНОЙ ЦЕПЬЮ: ИСКАЖЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА СЕТИ НЕПРИЕМЛЕМО ВЕЛИКИ ( $A_U = 7,6\%$ , $A_{i5} \approx 15,5\%$ )



а) амплитуда тока искажений —  $iw0$  и косинус угла управления; б)  $i_s$  — ток сети;  $i_w$  — ток искажений;  $i_f$  — ток фильтра; в)  $U$  — напряжение на шинах;  $u_d, u_q$  — напряжение на шинах в осях  $d, q$

Рис. 3

цип наложения, действительный для рассматриваемой линейной системы, мы имеем возможность рассматривать действие гармоник тока  $i_w(\cdot)$  по отдельности; на графиках рис. 2 действует только гармоника  $-5$ ; остальные отброшены). Переходный процесс установления

(рис. 2, а, б) довольно длительный, поскольку добротность фильтра довольно высока ( $Dof = 80$ ). В графиках переходного процесса  $i_s(\cdot)$ ,  $U(\cdot)$  наблюдаются биения. Они вызваны сдвигом нуля функции проводимости от значения 5, и имеют частоту  $0,5(5-fn)$ , где:



$$f_n = 1/\sqrt{(x_s + x_f) \cdot y_f}$$

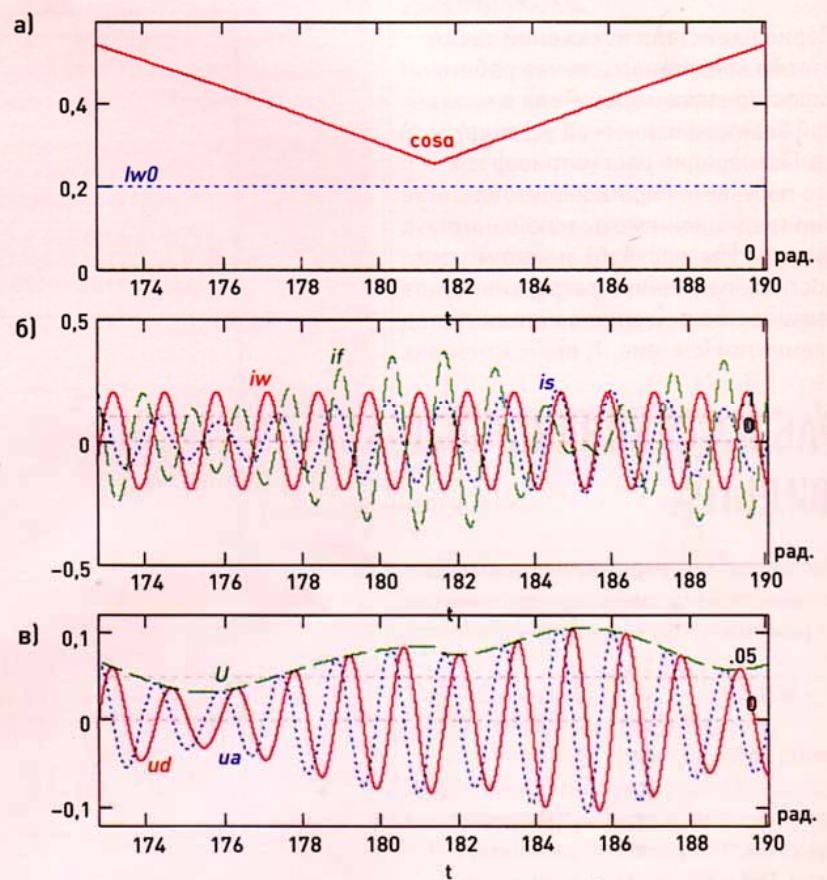
Колебания эти в стационарных условиях по истечению достаточного времени затухают, и по окончании переходного процесса фильтр эффективно шунтирует искажающую гармонику тока выпрямителя.

Графики рис. 3 демонстрируют процесс в той же системе с высокодобротной шунтирующей цепью в условиях, когда выпрямленный ток циклически изменяется, так что сетевой ток выпрямителя оказывается амплитудно-модулированным.

Косинус угла управления выпрямителя поддерживается постоянным  $\cos\alpha \approx 0,54$ , а амплитуда тока  $i_w(\cdot)$  меняется по колоколообразной кривой (рис. 3, а). Получающиеся количественные показатели процесса показывают, что высокодобротный фильтр в этих условиях совершенно неэффективен. Амплитуда напряжения пятой гармоники имеет неприемлемую величину  $A_{u5} = 7,57\%$ . Модуль тока сети  $A_{is} = 15,5\%$  показывает, что резонансная цепь почти не уменьшает проникновение в сеть искаженного тока выпрямителя. Графики рис. 3, б, в иллюстрируют это явление. Нарастание/спад тока высокодобротной резонансной цепи  $i_f(\cdot)$  отстают от нарастания/спада тока выпрямителя  $i_w(\cdot)$ , так что пятая гармоника сетевого тока  $i_s(\cdot)$  остается большой.

На рис. 4 приведены показатели и графики процесса в условиях, когда выпрямленный ток не изменяется  $A_w \approx 0,2$ , а косинус угла управления выпрямителя  $\cos\alpha$  меняется по пилообразной кривой в диапазоне  $0,254 - 0,54$  (рис. 4, а). Ток выпрямителя в этих условиях модулирован по фазе. Как и следовало ожидать, действие высокодобротного резонансного фильтра и здесь совершенно неудовлетворительно.

## ФАЗОМОДУЛИРОВАННЫЙ ИСКАЖАЮЩИЙ ТОК В СХЕМЕ С ВЫСОКОДОБРОТНОЙ РЕЗОНАНСНОЙ ЦЕПЬЮ: ИСКАЖЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА НЕПРИЕМЛЕМО ВЕЛИКИ ( $A_u = 10,5\%$ , $A_{is} \approx 21,4\%$ )



а) амплитуда тока искажений —  $i_w0$  и косинус угла управления; б)  $i_s$  — ток сети;  $i_w$  — ток искажений;  $i_f$  — ток фильтра; в)  $U$  — напряжение на шинах;  $u_d, u_q$  — напряжение на шинах в осях  $d, q$

Рис. 4

Искажения напряжения превышают 10% —  $A_u \approx 10,5\%$ , а проникающая в сеть гармоника тока превышает даже гармонику тока выпрямителя  $A_{is} = 21,4\%$ ,  $A_w = 20\%$ .

Как видно из графиков (рис. 4, б, в), ток высокодобротной резонансной цепи оказывается модулирован

и по фазе, и по амплитуде с запаздыванием относительно  $i_w(\cdot)$  с соответствующими последствиями.

Таким образом, и при амплитудной, и при фазовой модуляции возмущающего тока высокодобротная резонансная цепь действует совершенно неудовлетворительно. Поло-



жение можно несколько поправить, ухудшив добротность резонансной цепи, т.е. увеличив мощность потерь энергии в ней. Возможности, которые дает ухудшение добротности, показывают графики на рис. 5.

На них показано, как изменяется искажение напряжения  $A_u$  и искажение сетевого тока  $A_i$  при изменении добротности в широком диапазоне  $D_0 \in 0,1-1000$ . Верхние графики соответствуют фазовой модуляции (рис. 5, а), а нижние — амплитудной (рис. 5, б). Левый конец графиков при  $D_0=0,1$  соответствует условиям, когда резонансная цепь практически выведена из работы. При этом весь ток выпрямителя втекает в сеть  $A_{is}=A_{iw}=20\%$ , а искажения напряжения пятой гармоникой составляют около  $A_u \approx 11\%$ . При продвижении направо, т.е. при постепенном улучшении добротности, все четыре кривые понижаются, достигая минимума в одной области при добротности около  $D_0 \approx 8-12$ .

При дальнейшем увеличении добротности искажения опять возрастают, что уже иллюстрировалось выше. Достижимые минимальные значения искажения напряжения равны: для напряжения —  $\min A_u \approx 5,6$  и  $6,0\%$ , а для тока —  $\min A_{is} \approx 10,7$  и  $11,9\%$ . Это совершенно неприемлемые показатели. При динамично меняющейся нагрузке резонансный фильтр действует неудовлетворительно, даже если его добротность понижена путем увеличения потерь мощности.

## РАБОТА АКТИВНОГО ФИЛЬТРА

Фильтр с применением активного элемента показан на рис. 1, в. Этот фильтр является гибридным; конденсаторная батарея  $u_f$  в нем сохранена. Сохранена и ее величина

$u_f=0,25$ . За счет этого требуемая мощность активного элемента мала, что существенно с точки зрения затрат. Можно считать, что активный элемент просто заменяет дроссель  $L_f$  исходной схемы.

В рассматриваемой схеме гибридного фильтра активный элемент может действовать с целевой функцией подавления искажений сетевого тока  $is(\cdot)$  либо с целевой функцией подавления искажений напряжения сборных шин  $u(\cdot)$  с использованием обратной связи по сетевому току или обратной связи по напряжению

сборных шин. Результаты действия по той или иной целевой функции обычно близки. Выбор одного или другого варианта определяется сопутствующими обстоятельствами, которые здесь несущественны. Далее рассматривается вариант с обратной связью по сетевому току, как показано на рис. 1, в.

При активной фильтрации задача синтеза функции сопротивления цепи заменяется задачей синтеза передаточной характеристики  $Gab(p)$  блока управления активного элемента. Класс передаточных функций

## ЗАВИСИМОСТЬ ИСКАЖЕНИЙ НАПРЯЖЕНИЯ $A_u(\cdot)$ И ТОКА $A_{is}(\cdot)$ ОТ ДОБРОТНОСТИ ШУНТИРУЮЩЕЙ РЕЗОНАНСНОЙ ЦЕПИ $D_0$ ПРИ ФАЗНОЙ (А) И АМПЛИТУДНОЙ (Б) МОДУЛЯЦИИ ИСКАЖАЮЩЕГО ТОКА

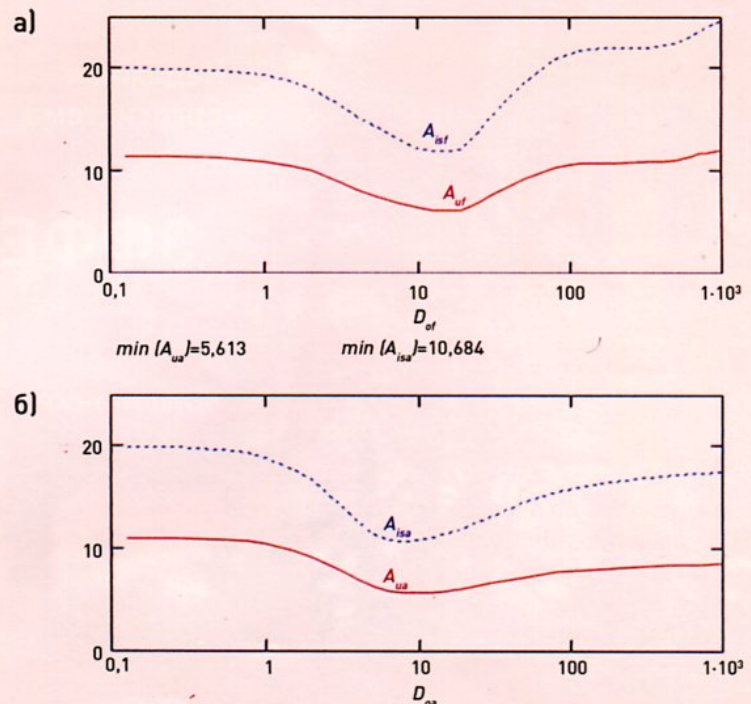


Рис. 5



гораздо шире класса функций сопротивления, и это радикально расширяет возможности фильтрации, снимая имевшиеся ограничения [5, 6]. Существенно и другое обстоятельство. Передаточная функция  $G_{ab}(\cdot)$  осуществляется как программа сигнального процессора в отличие от функции сопротивления, осуществляемой силовыми компонентами  $L, C, R$ . Такой перенос проблемы позволяет без усилий применять любые улучшающие усложнения функции и дает недостижимую ранее гибкость.

Синтез передаточной характеристики  $G_{ab}(p)$  реализуется на основе эвристического метода синтеза передаточных функций для активной фильтрации в электрических сетях — DSB-алгоритма, сформулированного в [7]. Метод базируется на разделении следующих трех функций:

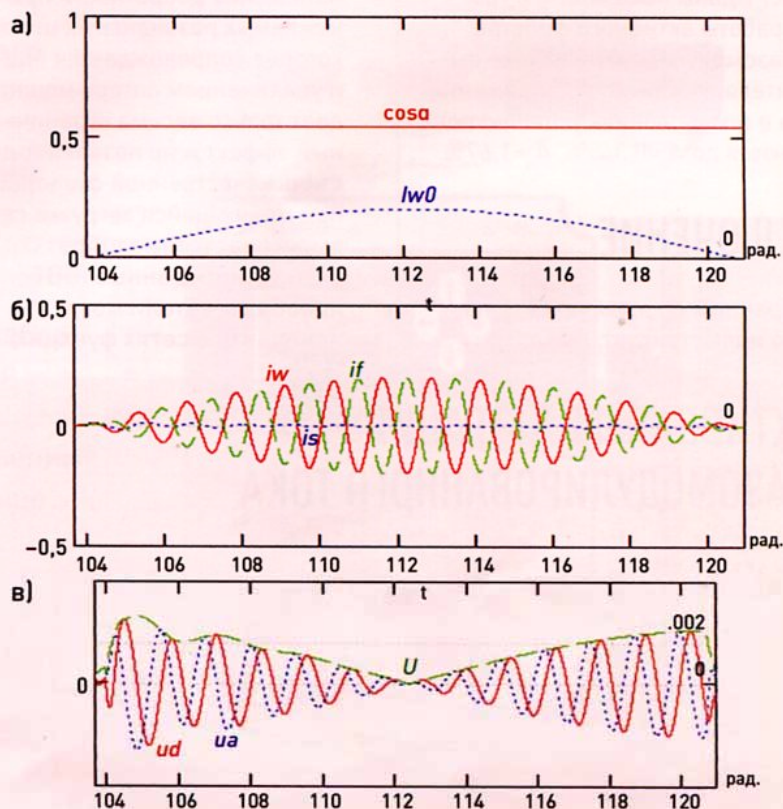
- демпфирование (D);
- селективная фильтрация гармоник (S);
- баланс энергии (B);

и справедлив для ШИМ-преобразователей любой топологии, с любым законом формирования ШИМ.

Активный элемент не рассеивает и не поглощает энергию и в то же время демпфирует переходные колебания подобно резистору. Соединение недиссипативности с демпфированием становится возможным за счет наличия в активном элементе накопительного конденсатора, усреднения переменных и преобразования частот. При этом в передаточной функции активного элемента, помимо функциональных задач демпфирования (D) и селективного подавления (S), отображается вспомогательная задача баланса (B) энергии накопительного конденсатора.

Далее следуют результаты расчетов для схемы с активным фильтром

## АКТИВНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННОГО ТОКА



а) амплитуда тока искажений —  $lw0$  и косинус угла управления; б)  $is$  — ток сети;  $iw$  — ток искажений;  $if$  — ток фильтра; в)  $U$  — напряжение на шинах;  $ud, uq$  — напряжение на шинах в осях  $d, q$

Рис. 6

рис. 1, в, в которой блок управления активным элементом синтезирован по DSB-алгоритму. Условия работы сохранены те же, что и выше.

На рис. 6 даны показатели и графики работы активного фильтра при амплитудно-модулированном токе выпрямителя. Параметры  $x_s, y_f$  сохранены. Амплитуда тока выпрямителя  $lw(\cdot)$  меняется по колоколообразной кривой, а угол управления  $cosa(\cdot)$  поддерживается неизменным (см. рис. 6, а). Измеренная амплитуда искажения напряжения сборных шин составляет  $A_{\nu} \approx 0,33\%$ ,

а амплитуда проникающего в сеть тока  $A_{is} \approx 1,5\%$ .

На рис. 6, б показаны токи выпрямителя  $iw(\cdot)$ , фильтра  $if(\cdot)$  и сети  $is(\cdot)$  на такте модуляции. Видно, что ток фильтра почти в точности повторяет ток выпрямителя в противофазе. Соответственно сетевой ток  $is(\cdot)$  исчезающе мал; на рисунке почти не просматривается. На рис. 6, в показаны графики напряжения  $u(\cdot)$  по осям  $d, q$ . Масштаб ординат здесь на порядок уменьшен по сравнению с рис. 3 и 4; амплитуда пульсаций составляет лишь доли процента.



На плоском участке кривой тока  $i(t)$  пульсации подавляются до нуля, они возбуждаются лишь на крутых участках кривой  $i(t)$ .

На рис. 7 даны показатели и графики работы активного фильтра при фазомодулированном токе выпрямителя. Искажения напряжения и тока в этих условиях успешно подавляются до  $A_v \approx 0,345\%$ ,  $A_{\text{св}} \approx 1,67\%$ .

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

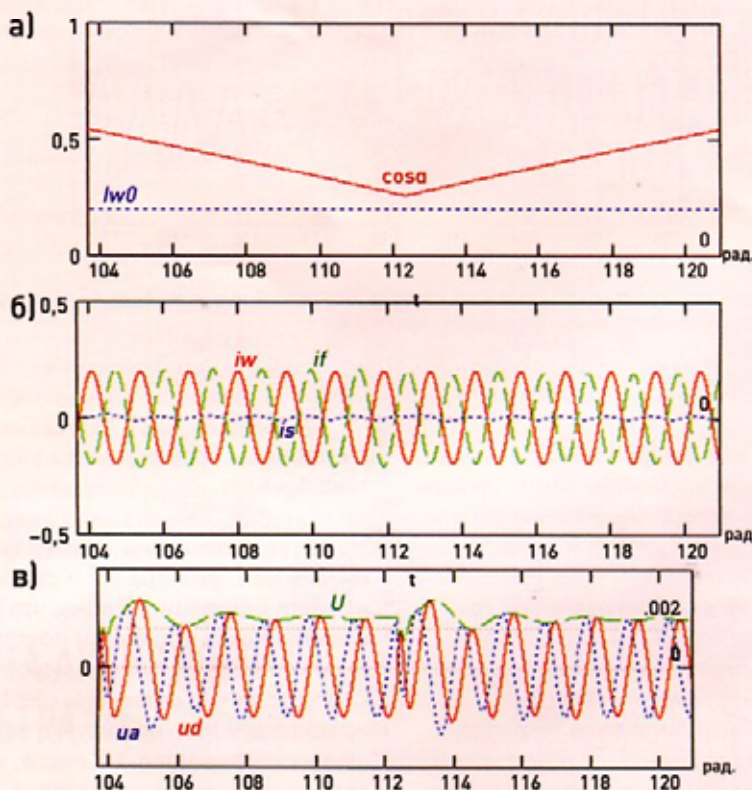
Разобранный простой пример наглядно иллюстрирует, что:

- высокочастотные резонансные фильтры при динамично меняющейся нагрузке сети не только не улучшают, но могут даже ухудшить ситуацию;
- понижение добротности применяемых резонансных цепей, которое сопровождается еще и увеличением потерь мощности, дает только весьма ограниченный эффект и не позволяет достичь качественной фильтрации при меняющейся нагрузке сети;
- высокочастотные широтно-модулированные IGBT-преобразователи могут исполнять в сетях функцию

активного элемента — недиссипативного усилителя мощности, применение которого, наряду с пассивными реактивными  $L, C$  — элементами, позволяет синтезировать фильтры, эффективно поглощающие сетевые гармоники даже при динамично меняющейся нагрузке сети, когда гармоники оказываются модулированными по амплитуде и фазе.

За последние годы проблема загрязнения сетей высшими гармониками усугубилась. Международные (IEC, SIGRE) и отечественные организации (ГОСТАНДАРТ, ПАО «ФСК ЕЭС», ПАО «Россети») готовят новые регламенты по качеству и фильтрации (например [9], [10]). В этих условиях для проектируемых объектов, где нагрузка является меняющейся, следует применять активные фильтры.

## АКТИВНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ФАЗОМОДУЛИРОВАННОГО ТОКА



а) амплитуда тока искажений —  $i_{w0}$  и косинус угла управления; б)  $i_s$  — ток сети;  $i_f$  — ток фильтра; в)  $U$  — напряжение на шинах;  $u_d, u_q$  — напряжение на шинах в осях  $d, q$

Рис. 7

## ЛИТЕРАТУРА

1. Г. Мошиц, П. Хорн. Проектирование активных фильтров: пер. с англ. М.: Мир, 1984. — 320 с.
2. Л.П. Хьюлсман. Теория и расчет активных RC-цепей: пер. с англ. М.: Связь, 1973. — 238 с.
3. В.Е. Хейнлейн, В.Х. Холмс. Активные фильтры для интегральных схем: пер. с англ. М.: Связь, 1980. — 655 с.
4. С.И. Баскаков. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 1988. — 446 с.
5. Е.А. Гиллемин. Синтез пассивных цепей: пер. с англ. М.: Связь, 1970. — 719 с.
6. Ш. Карни. Теория цепей. Анализ и синтез: пер. с англ. М.: Связь, 1979. — 368 с.
7. С.И. Гусев, Г.М. Мустафа. Активные фильтро-симметрирующие устройства для электроэнергетики. LAP Lambert Academic Publishing, 2016. — 114 с.
8. Г.М. Мустафа. Фильтрокомпенсирующее устройство высоковольтной передачи энергии постоянным током. Патент РФ №2521428, 2014 г.
9. International Electrotechnical Commission. IEC/TR 61000-3-6. Electromagnetic compatibility (EMC) — Part 3.
10. Active filters in HVDC applications. CIGRE IEC/PAS 62544, pre-standard, 2008-02.