



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21)(22) Заявка: 2012127872/07, 05.07.2012

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
05.07.2012

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 05.07.2012

(43) Дата публикации заявки: 10.01.2014 Бюл. № 1

(45) Опубликовано: 27.06.2014 Бюл. № 18

(56) Список документов, цитированных в отчете о
поиске: RU 112532 U1, 10.01.2012. DE 10103031
A1, 25.07.2002. US 63850063 B1, 07.05.2002

Адрес для переписки:

119270, Москва, Фрунзенская наб., 40, кв. 4,
Мустафа Георгий Маркович

(72) Автор(ы):

Мустафа Георгий Маркович (RU)

(73) Патентообладатель(и):

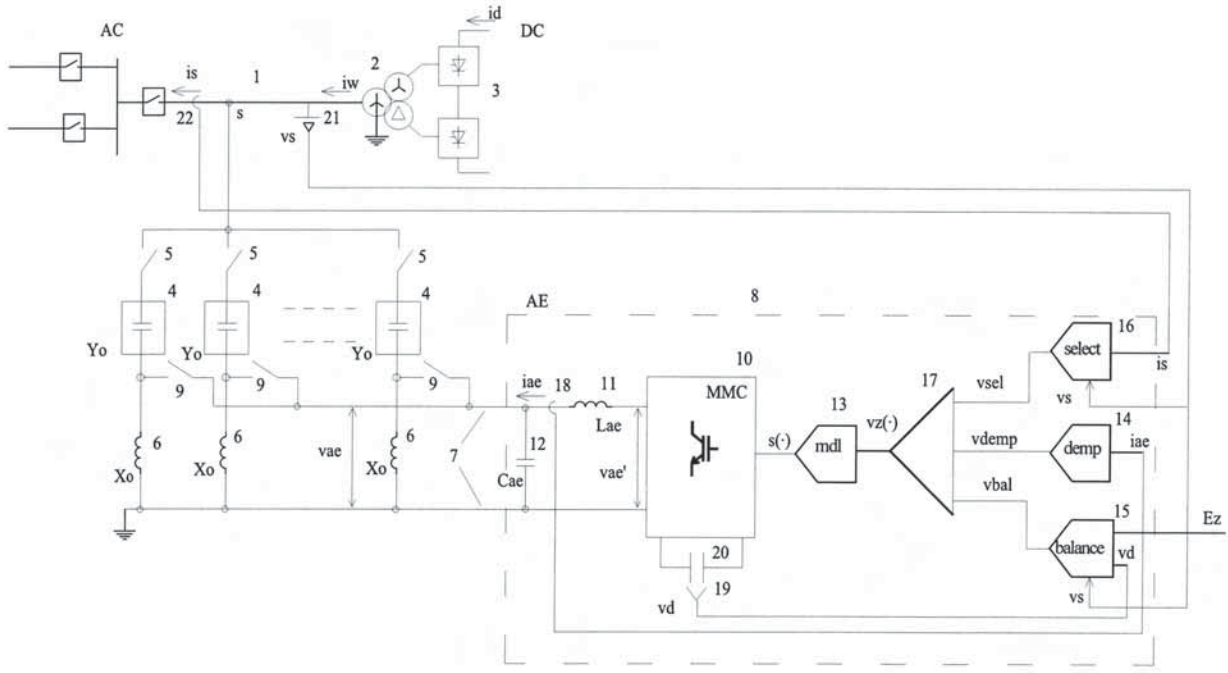
Мустафа Георгий Маркович (RU)

(54) ФИЛЬТРО-КОМПЕНСИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО ВЫСОКОВОЛЬТНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ
ПОСТОЯННЫМ ТОКОМ

(57) Реферат:

Изобретение относится к области электротехники. В устройстве обеспечивается подстройка реактивной мощности путем переключения двух или более ветвей, каждая из которых снабжена выключателем для подключения к питающей сети и содержит выполняющие функции фильтрации и компенсации конденсаторные батареи, резисторы, реакторы. Устройство также содержит один или несколько активных элементов. Конденсаторные батареи устройства присоединены к «земле» через общий активный элемент посредством соответствующего количества средневольтных выключателей либо через отдельные активные элементы и реализуют только функцию компенсации. Функции фильтрации выполняются

только активным элементом; с этой целью система уравнивания активного элемента в дополнение к обычному набору функциональных блоков снабжена тремя, реализованными программно, специфическими функциональными блоками: блоком D демпфирования, блоком В баланса, блоком S селективного подавления гармоник, вырабатывающими задающие напряжения, сумма которых образует основную переменную управления конвертором. Технический результат - применение однотипных взаимозаменяемых конденсаторных батарей, отсутствие рассеивающих энергию резисторов, отсутствие настроенных резонансных контуров. 1 з.п. ф-лы, 13 ил.



Фиг. 3

RU 2521428 C2

RU 2521428 C2



FEDERAL SERVICE
FOR INTELLECTUAL PROPERTY

(12) ABSTRACT OF INVENTION

(21)(22) Application: 2012127872/07, 05.07.2012

(24) Effective date for property rights:
05.07.2012

Priority:

(22) Date of filing: 05.07.2012

(43) Application published: 10.01.2014 Bull. № 1

(45) Date of publication: 27.06.2014 Bull. № 18

Mail address:

119270, Moskva, Frunzenskaja nab., 40, kv. 4,
Mustafa Georgij Markovich

(72) Inventor(s):

Mustafa Georgij Markovich (RU)

(73) Proprietor(s):

Mustafa Georgij Markovich (RU)

(54) FILTERING AND COMPENSATING DEVICE FOR TRANSMISSION OF HIGH-VOLTAGE DIRECT-CURRENT ENERGY

(57) Abstract:

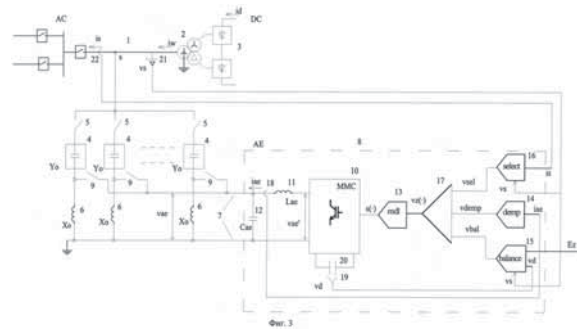
FIELD: electricity.

SUBSTANCE: invention relates to electrical engineering. In the device adjustment of reactive power is carried out by switching of two or more branches, each of them is equipped with a switch for connection to the supply mains and includes capacitor banks, resistors and chokes performing functions of filtration and compensation. The device contains also one or more active elements. The capacitor banks of the device are connected to the ground through a common active element by the respective quantity of medium-voltage switches or through separate active elements and they perform the function of compensation only. The filtration functions are performed by one active element only; to this end in addition to a common set of functional units the active element balancing system is equipped with three programmable specific functional units: damping unit D, balancing unit B, unit S of selective

harmonic suppression which generate driving voltages, and sum of the latter ones forms the main variable for control of the converter.

EFFECT: use of single-type replaceable capacitor banks, non-availability of energy-dissipating resistors and the preset resonance circuits.

2 cl, 13 dwg



RU 2 521 428 C2

RU 2 521 428 C2

Заявляемое техническое решение относится к электротехнике, преимущественно к высоковольтным передачам энергии постоянным током (HVDC - High Voltage DC Transmission) (или вставкам постоянного тока) с регулируемой передаваемой мощностью и предназначено для компенсации реактивной мощности и улучшения гармонического состава напряжения и тока питающей сети.

В передачах постоянного тока электроэнергетики на настоящее время основным техническим средством являются ведомые сетью преобразователи тока - конверторы (line commutated convertor, LCC) с тиристорными вентилями. Ведомый сетью конвертор потребляет из сети переменного тока (alternate current - AC) реактивную мощность и вливает в нее высшие гармоники тока. Потребляемая реактивная мощность при регулировании передаваемой мощности изменяется.

Для компенсации реактивной мощности и улучшения гармонического состава напряжения и тока питающей сети применяют фильтро-компенсирующее устройство (ФКУ), подключенное к стороне переменного напряжения составленное из двух или более трехфазных ветвей, каждая из которых снабжена выключателем для подключения к питающей сети

До последнего времени для фильтрации в преобразовательных установках использовались цепи, составленные из пассивных элементов электрических цепей: индуктивностей L , емкостей C и резисторов R . Применение пассивных фильтров в сетях переменного тока энергетики сцеплено с фундаментальным противоречием. В хорошем электроэнергетическом фильтре потери мощности должны быть нулевыми или, по крайней мере - малыми. С другой стороны - фильтры из реактивных элементов имеют большое время установления переходных колебаний, так что при повторяющихся возмущениях такие фильтры могут не устанавливаться вовсе. Оставаясь в классе пассивных цепей устранить это противоречие нельзя. Можно лишь выбирать приемлемое компромиссное решение, демпфируя реактивные LC-цепи резисторами R так, чтобы потери мощности были не слишком велики, и время установления получалось приемлемым.

Вторая проблема построения ФКУ вызвана совмещением функции фильтрации с функцией подстройки реактивной мощности. Для подстройки реактивной мощности совокупность конденсаторов разделяется на отдельные конденсаторные батареи, подключаемые к сети AC (переменного тока) по отдельности. При понижении передаваемой мощности батареи отключаются от сети, а при повышении - подключаются вновь. Число отдельно коммутируемых батарей N_q определяется допустимым небалансом реактивной мощности и переходным отклонением напряжения при коммутации.

Это подстроечное q -разбиение определяет только первую размерность разбиения. Вторая размерность - это разбиение на фильтрующие ветви. Спектр тока LCC содержит ряд канонических гармоник: 11, 13, 23, 25, 35, 37, 47, 49...

Должны также учитываться неканонические гармоники 3, 5, 7. Таким образом, конденсаторы должны быть распределены по резонансным ветвям (H -разбиение). Совмещение разбиений по гармоникам и разбиений по подстройке реактивной мощности приводит к весьма сложным ФКУ, с большим числом ветвей.

Опыт создания приемлемых компромиссных ФКУ с пассивными элементами обобщен в рекомендациях CIGRE (WG 14.30, №139, April 1999 - [1]). Представление о современной практике дает также построение ФКУ на передаче Ballia - Bhiwadi (R-K. Chauhan, M. Kuhmand etc. - [2]). Получающаяся в совокупности система ФКУ чрезвычайно сложна, и это типично.

Таким образом, недостатки пассивных фильтров проявляются в двух ситуациях:

- когда требование качественной фильтрации совмещается с необходимостью подстраивать реактивную мощность,

5 - когда требуемая для системы реактивная мощность меньше, чем получающаяся по условиям фильтрации.

Обе эти ситуации приобретают в настоящее время нарастающее значение. Первая из них - в связи с повышающимися требованиями к гибкости передач. Вторая ситуация связана с нарастающим применением последовательно-компенсированных линий

10 передач и конденсаторно-коммутируемых вентильных преобразователей (ССС-схемы). В связи с этим предполагается нарастающее применение гибридных фильтров, с помощью которых задачи фильтрации решаются эффективней. Усовершенствование силовых транзисторов (увеличение единичной мощности, снижение динамических и статических потерь), а также усовершенствование сигнальных процессоров (рост быстродействия, увеличение разрядности) являются дополнительными факторами в пользу

15 нарастания применения активных фильтров. Создание транзисторов с изолированным затвором (Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT) открыло путь для осуществления мощных широтно-модулированных (pulse-width modulation, PWM) конверторов напряжения (Voltage Sourced Converter, VSC), которые уже стали основным средством в регулируемых электроприводах и системах

20 бесперебойного питания. Быстрый прогресс IGBT открыл возможность для применения преобразователей этого типа в электроэнергетике, где они конкурируют с традиционными системами LCC и открывают новые возможности построения гибких систем регулирования мощности в системах АС (переменного тока) (Flexible Alternate Current Power Transmission, FACTS). Решающее значение для расширения применений систем VSC в электроэнергетике имеет изобретение Р. Марквардтом модульной

25 многоуровневой схемы (Modular Multilevel Converter, MMC) (Markwardt R., 2002 - [3]). Модульные многоуровневые схемы позволяют поднять класс напряжений и мощностей преобразователей напряжения и одновременно улучшить динамические возможности и снизить потери мощности

30 В энергетических фильтрах активный элемент подключается к системе через конденсаторную батарею и шунтируется реактором или более сложной пассивной цепью, образуя таким образом гибридный фильтр. Звено постоянного напряжения активного элемента содержит емкостной накопитель энергии, но не подключается к источнику или потребителю энергии.

35 Идея применения PWM-конвертора в качестве активного элемента электроэнергетического фильтра была высказана одним из первых L. Guigi (Guigi, 1976 - [4]). Известна схема гибридного фильтра (см. фиг.1) для сетей переменного тока (Sadek, Pereira, 2002 - [5]). В ней активный элемент подключается как вспомогательное

40 устройство к двухчастотному демпфированному фильтру 12, 24 (фильтрация канонических гармоник: 11, 13, 23, 25) для улучшения его характеристик. Выход фильтра зашунтирован дополнительной LC-цепью, настроенной на основную гармонику; эта цепь в фильтрации не участвует, но снижает загрузку активного элемента в стационарных режимах.

45 В апреле 2003 года рабочая группа WG 14.28 CIGRE издала документ 223 по активной фильтрации в HVDC [6]. Основная часть рекомендаций 223 посвящена фильтрации в цепях DC. В качестве применения в сети АС приводится применение схемы Sadek-Pereira. Эта схема была опробована на преобразовательной подстанции Tjele (Eitra) [7] в Дании

в качестве демонстрационного проекта в 1998 году

Известно также фильтро-компенсирующее устройство (см. фиг.2), примененное в проекте Нептун (Neptune Regional Transmission System, 2007) ([8], являющееся развитием технического решения [5].

5 Недостатком технических решений [5] и [8] является применение вспомогательных резонансных цепей и демпфирующих резисторов, вводимых в схему активного фильтра и подключаемых параллельно входу активного элемента - модульного многоуровневого PWM-конвертора (PWM-ММС). Это существенно усложняет и удорожает ФКУ в целом, вызывая к тому же дополнительные потери энергии. Недостатком является также
10 установка нескольких активных фильтров в параллельные ветви, т.к. при подстройке реактивной мощности (при понижении передаваемой мощности конденсаторные батареи отключаются от сети, а при повышении - подключаются вновь) возможно отключение ветви, содержащей активный фильтр, что снижает экономическую эффективность его использования.

15 Задача, на решение которой направлено заявляемое техническое решение, заключается в том, чтобы обеспечить:

- применение однотипных взаимозаменяемых конденсаторных батарей (однородное ФКУ);

- отсутствие рассеивающих энергию резисторов;

20 - отсутствие настроенных резонансных контуров.

При решении поставленной задачи достигаемый технический результат заключается в:

- упрощении схемы ФКУ (однородное ФКУ), радикальное снижение числа ветвей ФКУ для условий регулирования реактивной мощности переключениями батарей.

25 Следствием этого должно быть уменьшение занимаемых ФКУ площадей и повышение в этом отношении конкурентоспособности системы LCC с системой альтернативного технического решения (HVDS-lights) - преобразователей напряжения с транзисторами (Voltage Sourced Converter, VSC);

30 - снижении потерь мощности ФКУ за счет демпфирования виртуальными резисторами вместо демпфирования резисторами реальными (функция выполняется системой управления активным элементом без привлечения каких-либо аппаратных средств);

- упрощении настроек ФКУ при вводе в эксплуатацию и перестройке при изменении параметров сети АС. В предлагаемом однородном ФКУ все настройки и перестройки осуществляются исключительно корректированием программы управления активным
35 элементом,

что в итоге способно существенно уменьшить капитальные и эксплуатационные затраты при повышении надежности и удобства обслуживания.

Основная суть настоящего технического решения заключается в применении трехкомпонентного алгоритма управления активным элементом (DBS-алгоритм: D -
40 демпфирование; B - баланс, S - селективное подавление гармоник), который позволяет полностью осуществить потенциальные возможности активной фильтрации. На базе DBS-алгоритма возможно:

- осуществление демпфирования переходных колебаний без применения резисторов;

- полное поглощение высших гармоник без использования настроенных резонансных
45 цепей.

Модульные многоуровневые конверторы (ММС) в настоящее время осуществляются уже как высоконадежные устройства, и требование обеспечения работы без активного элемента стало не актуальным.

В соответствии с предложенным техническим решением указанная выше задача решается тем, что в известном фильтро-компенсирующем устройстве комплектной преобразовательной установки передачи энергии постоянным током на основе ведомого сетью вентильного (тиристорного) конвертора тока (line commutated converter, LCC) с регулируемой передаваемой мощностью, подстраивающемся реактивную мощность путем переключения двух или более ветвей, каждая из которых снабжена выключателем для подключения к питающей сети и содержит выполняющие функции фильтрации и компенсации конденсаторные батареи, резисторы, реакторы; фильтро-компенсирующее устройство содержит также один или несколько активных элементов (конвертор напряжения с высокочастотной широтной модуляцией, датчики токов и напряжений), согласно заявляемому техническому решению:

- конденсаторные батареи реализуют только функцию компенсации и выполняются идентичными с реактивной мощностью Q_k , равной N_q -й доле наибольшей общей передаваемой реактивной мощности Q_{sum} :

$$Q_k = Q_{sum} / N_q,$$

где: N_q - число конденсаторных батарей,

- конденсаторные батареи присоединены к «земле» через общий активный элемент посредством соответствующего количества средневольтных выключателей либо через отдельные активные элементы,

- в фильтро-компенсирующем устройстве функции фильтрации выполняются только активным элементом (активными элементами), с этой целью система управления активного элемента (PWM-конвертора) в дополнение к обычному набору функциональных блоков PWM-конвертора снабжена тремя, реализованными программно, специфическими функциональными блоками (с соответствующими им обратными связями):

- блоком D - демпфирования (demp),

- блоком B - баланса (bal),

- блоком S - селективного подавления гармоник (sel),

вырабатывающими задающие напряжения, сумма которых образует основную переменную управления конвертором - задание напряжения $v_z(t)$ (функция времени): $v_z = v_{demp} + v_{bal} + v_{sel}$, причем:

- блок D образован с помощью широкополосной (например, пропорциональной с коэффициентом усиления R_{ae}) обратной связи по выходному току конвертора $i_{ae}(t)$ в соответствии с равенством:

$$v_{demp}(t) = R_{ae} \cdot i_{ae}(t),$$

и, представляя собой виртуальный резистор R_{ae} , демпфирует переходные колебания сети так же, как реальный резистор R_{ae} , внесенный в выходную цепь конвертора; при этом величина коэффициента усиления R_{ae} выбирается так, чтобы наилучшим образом демпфировать переходные колебания; оставшиеся два блока B и S действуют на задемпфированную систему через виртуальный резистор R_{ae} ;

- блок B образован с помощью обратной связи по напряжениям v_d накопительных конденсаторов звеньев постоянного напряжения конвертора с участием в этой обратной связи сетевого напряжения v_s , выполняет задачу поддержания баланса мощности P_d , а, следовательно, напряжений v_d накопительных конденсаторов в окрестности заданного уровня v_{dz} :

$$v_d(t) \approx v_{dz},$$

и состоит из нескольких программных модулей (субблоков):

- пропорционально-интегрального регулятора (PI-регулятор) мощности,

действующего в функции накопленной конденсаторами энергии, эффективно приводящего энергию E_d к заданной величине E_z :

$$P_{bal} = \left(K_d + \frac{1}{p \cdot t_d} \right) \cdot (E_z - E_d) \text{ ,}$$

где; $E_z = \frac{C \cdot v_d^2}{2}$ - задание энергии; $E_d = \frac{C \cdot v_d^2}{2}$ - накопленная конденсаторами

энергия, p - оператор Лапласа, K_d , t_d - усиление и постоянная времени PI-регулятора, P_{bal} - задание мощности;

- модуля вычисления (по определенной регулятором мощности баланса) комплексной амплитуды составляющей напряжения баланса $V_{bal, norm}$, нормальной к вектору сетевого напряжения:

$$V_{bal, norm} = \frac{P_{bal}}{y_0 |\vec{V}_s|}$$

где \vec{V}_s - комплексная амплитуда напряжения сети, y_0 - проводимость блока конденсаторных батарей,

- модуля формирования напряжения баланса - как синусоидальной переменной основной частоты, ортогональной к сетевому напряжению в соответствии с выражением:

$$v_{bal}(t) = V_{bal, norm} \cdot j \cdot e^{j\theta}$$

где $e^{j\theta}$ - вращающийся орт сетевого напряжения;

- блок S образуется с помощью обратной связи по сетевому току i_s с участием в образовании этой связи напряжения сети v_s и состоит из нескольких программных модулей (субблоков):

- модуля селективного выделения комплексных амплитуд \vec{I}_{s_k} , высших гармоник, использующего выражение:

$$i_{s_k}(\theta) = \vec{I}_{s_k} \cdot e^{j \cdot k \cdot \theta}$$

где k - номер гармоники, \vec{I}_{s_k} - комплексная амплитуда k -й гармоники тока сети i_s , $e^{j \cdot k \cdot \theta}$ - вращающийся орт k -й гармоники тока сети;

- модуля регулирования комплексных амплитуд \vec{V}_{sel_k} высших гармоник напряжения v_{sel} , т.е. составляющей селективного подавления гармоник (sel), с использованием интегрального регулятора для каждой селективно подавляемой высшей гармоники тока, который по комплексной амплитуде \vec{I}_{s_k} тока гармоники вырабатывает комплексную амплитуду \vec{V}_{sel_k} задания напряжения данной гармоники, причем в формировании задания комплексных амплитуд напряжений высших гармоник конвертора (активного элемента) используется комплексный коэффициент \vec{Y}_k , равный значению стационарной передаточной характеристики системы на частоте k -й гармоники:

$$\vec{V}_{sel_k} = - \frac{1}{p \cdot \tau} \cdot \frac{\vec{I}_{s_k}}{\vec{Y}_k}$$

где: p - оператор Лапласа, τ - постоянная времени интегратора;

- модуля формирования задания k -ой гармонической напряжения конвертора по

полученному значению комплексной амплитуды напряжения \vec{V}_{sel_k} :

$$v_{sel}(\theta) = \vec{V}_{sel_k} \cdot e^{jk\theta}$$

и последующего суммирования:

$$5 \quad v_{sel}(\theta) = \sum_{k \in K} v_{sel_k}(\theta),$$

для всей совокупности избранных гармоник, причем совокупность подавляемых гармоник содержит канонические гармоники

-11, 13; -23, 25; -35, 37 ...,

10 и может также содержать отдельные неканонические гармоники, например:

5, -7; -17, 19;

Указанная задача решается также тем, что в известном фильтро-компенсирующем устройстве в цепь конденсаторных батарей введен токоограничивающий реактор, реактанс которого определяется условием ограничения амплитуды переходного тока при переключениях конденсаторных батарей.

15

Для пояснений представлены следующие иллюстрации.

На фиг.1 представлена схема гибридного фильтра для сетей переменного тока (Sadek, Pereira, 2002 - [5]).

20

На фиг.2 представлена схема фильтро-компенсирующего устройства, примененного в проекте Нептун (Neptune Regional Transmission System, 2007) ([8]).

На фиг.3 представлена упрощенная однолинейная схема фильтро-компенсирующего устройства из ненастроенных одностипных конденсаторных батарей и активного элемента с трехкомпонентным задатчиком напряжения.

25

На фиг.4 представлена схема построения модульного многоуровневого конвертора из одностипных модулей (конверторов напряжения).

На фиг.5 а) и б) представлены схемы замещения, поясняющие принцип действия демпфирующей обратной связи.

На фиг.6 представлена структурная схема блока balance общей схемы однородного ФКУ с активным элементом.

30

На фиг.7 представлена схема замещения для иллюстрации работы блока баланса.

На фиг.8 представлена схема замещения для иллюстрации работы блока селективного подавления гармоник.

35

На фиг.9 представлена функциональная схема вычислителя напряжения селективного подавления гармоник по измеренному току ведомого конвертора (прямая связь, feed-forward).

На фиг.10 представлена структурная схема регулятора селективного подавления k-й гармоники сетевого тока.

На фиг.11 представлена структурная схема вычислителя составляющей селективного подавления гармоник с помощью обратной связи (feedback) по току сети.

40

На фиг.12 и 13 представлены графики работы ФКУ, полученные математическим моделированием:

Фиг.12. Графики работы однородного ФКУ и его активного элемента при номинальной передаваемой мощности.

45

Фиг.13. Ток на выходе конвертора и ток линии при уменьшении передаваемой мощности с отключением третьей батареи ФКУ.

Устройство заявляемого технического решения - фильтро-компенсирующего устройства из ненастроенных одностипных конденсаторных батарей и активного элемента с трехкомпонентным задатчиком напряжения - в его статическом состоянии

может быть описано с использованием иллюстраций, представленных на фиг.3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13.

На фиг.3 представлена упрощенная однолинейная схема фильтро-компенсирующего устройства из ненастроенных однотипных конденсаторных батарей и активного элемента с трехкомпонентным задатчиком напряжения. Фильтро-компенсирующее устройство (ФКУ) подключается на стороне переменного тока между шинами 1 переменного тока и вторичной обмоткой трансформатора 2, к первичным обмоткам которого подключен ведомый сетью конвертор 3, который потребляет из сети переменного тока (сеть АС - alternate current) реактивную мощность и вливает в нее высшие гармоники тока.

Совокупность конденсаторов, необходимая для работы на сеть ведомого ею конвертора 3 разделяется на N_q однотипных батарей 4 на каждую трехфазную ветвь сети. Если Q_{sum} - реактивная мощность, требуемая при наибольшей передаваемой мощности, то мощность каждой батареи составляет:

$$Q_k = Q_{sum} / N_q, \quad k=1, 2, \dots, N_q.$$

Каждая батарея 4 (с адмиттансом Y_0) подключается к сборным шинам 1 сети АС через высоковольтный выключатель 5 и заземляется через реактор 6 (с реактансом X_0). Узлы соединения батареи 4 и заземляющего реактора 6 присоединяются к сборным шинам 7 активного элемента 8 через средневольтные выключатели 9.

При необходимости уменьшения или увеличения реактивной мощности может отключаться или подключаться любая из идентичных конденсаторных батарей 4 однородного ФКУ. Подключение конденсаторных батарей 4 целесообразно производить в моменты перехода напряжения через нуль, используя современный уровень синхронизации переключений высоковольтных выключателей 5 и 9. Фильтрация высших гармоник тока в однородном ФКУ с помощью активного элемента 8 может производиться через все подключенные к сети АС конденсаторные батареи 4 либо через часть этих батарей.

Фактор разбиения N_q совокупности конденсаторов на конденсаторные батареи определяется обычным образом режимами сети: допустимой погрешностью компенсации и допустимым изменением напряжения сети АС при ступенчатом изменении реактивной мощности.

Силовой преобразующей частью активного элемента 8 является высокочастотный широтно-модулированный (pulse-width modulation, PWM) PWM-конвертор 10 напряжения, который присоединяется к сборным шинам 7 непосредственно либо через разделительный трансформатор. Пульсации широтной модуляции PWM-конвертора 10 отфильтровываются непосредственно на выходе PWM-конвертора 10 с помощью широкополосного фильтра, состоящего из индуктивности 11 (L_{ae}) и емкости 12 (C_{ae}) и в сеть АС не проникают благодаря высокой частоте модуляции (в то же время на сетевой частоте ω_s реактанс $\omega_s \cdot L_{ae}$ и адмиттанс $\omega_s \cdot C_{ae}$ фильтра пренебрежимо малы).

В качестве PWM-конвертора 10 активного элемента 8 в однородном ФКУ может использоваться модульный многоуровневый конвертор напряжения (ММС). Он оснащается обычным набором блоков для работы в режиме следящего PWM-конвертора: блоками питания собственных нужд, драйверами транзисторов, датчиками токов и напряжений (на рис.3 не показаны) и модулятором 13 (mdl). В дополнение к перечисленным неспецифичным аппаратным и функциональным блокам, для работы в составе ФКУ система управления активного элемента 8 оснащается тремя специфическими функциональными блоками для выработки трехкомпонентного задания

напряжения ММС с соответствующими им обратными связями:

блок 14 демпфирования - D (demp),

блок 15 баланса - B (balance),

блок 16 селективного подавления гармоник - S (select).

5 Выходные сигналы блоков 14, 15, 16: v_{demp} , v_{bal} , v_{sel} соответственно суммируются сумматором 17. Эта трехкомпонентная сумма - задание напряжения $v_z(t)$:

$$v_z = v_{demp} + v_{sel} + v_{bal}. \quad (1)$$

является основной переменной управления PWM-конвертором 10.

10 Каждый из блоков 14, 15, 16 располагает своими обратными связями и выполняет свою функцию в комплексе задач фильтрации.

На блок 14 демпфирования поступает сигнал обратной связи с датчика 18 выходного тока i_{ae} активного элемента 8.

15 На блок 15 баланса поступают сигналы обратной связи с датчика 19 напряжения накопительных конденсаторов 20 звеньев постоянного напряжения PWM-конвертора 10 и с датчика 21 сетевого напряжения v_s .

На блок 16 селективного подавления гармоник поступают сигналы обратной связи с датчика 22 сетевого тока i_s и с датчика 21 сетевого напряжения v_s .

20 Модульный многоуровневый PWM-конвертор 10 состоит из однотипных модулей 23 (см. фиг.4), каждый из которых является конвертором напряжения, способным действовать в режиме широтной модуляции (PWM-конвертором). Модули 23 соединяются последовательно по портам переменного напряжения w и z .

25 На фиг.5 а) и б) представлены схемы замещения, поясняющие принцип действия демпфирующей обратной связи. На фиг.5 а) показана упрощенная схема замещения системы, представленной на фиг.3. Введены некоторые новые условные обозначения. Ведомый сетью конвертор 3 тока представлен в схеме замещения источником тока $i_w(t)$ 24, сеть АС представлена трехполосником Z_s 25 и э.д.с. сети $u_s(t)$ 26, а PWM-конвертор 10 с модулятором 13 представлены в виде блока 27. На фиг.5 б) та же схема представлена с виртуальным резистором R_{ae} 28. В схеме замещения на фиг.5 б) с виртуальным резистором 28 остаются только две обратные связи.

30 На фиг.6 представлена структурная схема блока 15 balance общей схемы однородного ФКУ с активным элементом 8. Схема содержит: блоки умножения 29, 30, 31 и деления 32, 33, функциональный блок 34, сумматор 35, регулятор 36, блок 37 синхронизации, блок 38 выделения модуля величины. Входными сигналами блока 15 являются:

- 35 - сигнал v_d с датчика 19 напряжения накопительных конденсаторов 20,
- сигнал v_s с датчика 21 сетевого напряжения v_s ,
- сигнал E_z - задания энергии накопительных конденсаторов 20.

40 На фиг.7 представлена схема замещения схемы фильтро-компенсирующего устройства, изображенной на фиг.3. Обозначения на схеме соответствуют обозначениям на фиг.5: ведомый сетью конвертор 3 тока представлен в схеме замещения источником тока $i_w(t)$ 24, сеть АС представлена трехполосником Z_s 25; дальнейшие обозначения: конденсаторные батареи 4, заземляющий реактор 6, активный элемент 8.

45 На фиг.8 представлена схема замещения для иллюстрации работы блока селективного подавления гармоник. Обозначения на схеме соответствуют обозначениям на фиг.7. Виртуальный резистор R_{ae} и источник э.д.с. v_{sel} входят в состав активного элемента 8.

На фиг.9 представлена функциональная схема вычислителя напряжения селективного подавления гармоник по измеренному току ведомого конвертора 3 (прямая связь, feedforward). Схема содержит блоки умножения 39, ...50, интеграторы 51 ...54, сумматор

55.

На фиг.10 представлена структурная схема регулятора селективного подавления k -й гармоники сетевого тока. На схеме обозначены: датчик 22 сетевого тока i_s , блоки умножения 56, 57, 58, интегратор 59, источник 60 напряжения k -й гармоники, элемент 61, соответствующий значению стационарной передаточной характеристики системы на частоте k -й гармоники.

На фиг.11 представлена структурная схема вычислителя составляющей селективного подавления гармоник v_{sel} с помощью обратной связи (feedback) по току сети i_s . Схема содержит блок 62 синхронизации и преобразования, блоки умножения 63, ...80, интеграторы 81...86, сумматор 87.

Устройство работает следующим образом

В предлагаемом однородном ФКУ (см. фиг.3) активный элемент 8 используется как основное средство фильтрации. Вспомогательные резонансные цепи и демпфирующие резисторы, применяемые в известной схеме ФКУ с активным элементом (Sadek, Pereira, 2002 - [5]), исключаются. Обе функции:

- демпфирование
- селективная фильтрация

полностью возлагаются в однородном ФКУ на систему управления активным элементом 8 и выполняются ею без привлечения каких-либо аппаратных средств.

Выходное напряжение v_{ae} следящего PWM-конвертора 10 при правильно построенном модуляторе 13 воспроизводит на своем выходе в силовую сеть переменного тока переменную из системы управления - задание напряжения - v_z :

$$v_{ae}(t) \approx v_z(t). \quad (2)$$

При достаточно высокой частоте модуляции пульсации PWM устраняются очень легким фильтром (состоящим из индуктивности 11 (L_{ae}) и емкости 12 (C_{ae})), запаздывание выхода относительно входа пренебрежимо мало, так что такого рода PWM-конвертор 10 действует как повторитель сигнала (с точностью до масштаба) из системы управления в силовую цепь, и осуществляет равенство (2) достаточно точно.

PWM-конвертор 10 (см. фиг.4) является управляемым не накапливающим и не рассеивающим энергию элементом (non-energetic, non-dissipative); мощность p_{ae} порта переменного тока ($w-z$) тождественна мощности порта постоянного тока ($dp-dm$)

$$p_{ae}(t) = v_{ae}(t) \cdot i_{ae}(t) \equiv v_d(t) \cdot i_d(t), \quad (3),$$

где v_{ae} и i_{ae} - ток и напряжение порта переменного тока ($w-z$), v_d и i_d - ток и напряжение порта постоянного тока ($dp-dm$),

а коэффициент передачи напряжения и тока устанавливается системой управления, вырабатывающей переключательную функцию транзисторов $s(t)$

$$v_{ae}(t) = s(t) \cdot v_d(t), \quad (4)$$

$$i_d(t) = s(t) \cdot i_{ae}(t), \quad (5)$$

Локально-усредненное на периоде модуляции значение переключательной функции может плавно изменяться в диапазоне $[-1, 1]$, и соответственно напряжение PWM-конвертора 10 может плавно изменяться системой управления в диапазоне $[-v_d, v_d]$. При правильно построенном модуляторе 13 вырабатываемая им переключательная функция $s(t)$ имеет локально-усредненное значение

$$\hat{s}(t) = v_z(t) / v_d(t). \quad (6)$$

При этом локально-усредненное напряжение PWM-конвертора 10 совпадает с сигналом задания

$$\hat{v}_{ae}(t) = v_z(t), \quad (7)$$

что и требуется для применения его в качестве активного элемента фильтра. Равенства (3...7) описывают модули 23 многоуровневой схемы, и после очевидных расширений трактовки - и всю модульную многоуровневую схему в целом.

Как отмечено выше, для выработки трехкомпонентного задания напряжения PWM-конвертора 10 в соответствии с выражением (I):

$$v_z = v_{demp} + v_{sel} + v_{bal}$$

система управления активного элемента 8 (см. фиг.3) оснащается тремя специфическими функциональными блоками DBS (блоки 14, 15, 16).

Перейдем к описанию их работы.

В блоке 14 демпфирования (D - demp) используется пропорциональная обратная связь с коэффициентом усиления R_{ae} для получения первого из трех компонентов:

$$v_{demp}(t) = R_{ae} \cdot i_{ae}(t), \quad (8),$$

которая действует в точности как резистор R_{ae} , внесенный в выходную цепь активного элемента 8. Пропорциональная обратная связь по выходному току активного элемента 8 создает виртуальный демпфирующий резистор R_{ae} . Этот виртуальный резистор демпфирует переходные колебания сети не хуже, чем реальный резистор. Располагая активным элементом 8 вводить в схему фильтрации реальные демпфирующие резисторы незачем. В однородном ФКУ они не применяются.

Для прояснения физического существа процессов в системе, представленной на фиг.3 полезно свернуть в схеме замещения демпфирующую обратную связь (D-demp) и вынести действие ее в силовую электрическую цепь, где связь эта представляется резистором R_{ae} (виртуальным). Процесс свертки демпфирующей обратной связи иллюстрируется с помощью фиг.5 а) и б). На фиг.5 а) показана упрощенная схема замещения системы, содержащей однородное ФКУ с блоком 27 (выполняющим в схеме замещения роль активного элемента), и в которой блок 27 охватывается тремя контурами обратной связи DBS (demp, balance, select). Ведомый сетью конвертор тока 3 представлен в схеме замещения на фиг.5 а) и б), источником тока $i_w(t)$, а сеть AC представлена трехполюсником Z_s 25 и э.д.с. сети $u_s(t)$ 26. Остальные обозначения те же, что и на фиг.3. На фиг.5 б) та же схема, что и на фиг.5 а), представлена с виртуальным резистором R_{ae} 28. В схеме замещения на фиг.5 б) с виртуальным резистором R_{ae} 28 остаются только две обратные связи B и S. Эти обратные связи на ток блока 27 (активного элемента) непосредственно не откликаются. Таким образом, задача синтеза разделяется на две части. Виртуальный резистор R_{ae} 28 выбирается так, чтобы наилучшим образом демпфировать переходные колебания. Оставшиеся два компонента BS действуют на задемпфированную систему через виртуальный резистор 28.

Перейдем к описанию работы блока 15 баланса - B (balance).

При работе в составе активного элемента 8 PWM-конвертор 10 не пересылает энергию из одной сети в другую, и накопительные конденсаторы 20 PWM-конвертора 10 могут не присоединяться к источнику или стоку постоянного напряжения, т.е. оставлены быть «подвешенными» или «плавающими». Как следствие этого возникает задача поддержания баланса мощности накопительных конденсаторов 20. Для функционирования PWM-конвертора 10 необходимо, чтобы напряжения v_d накопительных конденсаторов 20 удерживались в окрестности заданного уровня v_{dz} :

$$v_d(t) \approx v_{dz}, \quad (9)$$

а для этого нужно, чтобы на любом достаточно долгом интервале времени T_d средняя мощность PWM-конвертора 10 (и активного элемента 8) была нулевой

$$\forall Td \in: \int_{Td} v_{ae} \cdot i_{ae} = 0.$$

Это равенство должно выполняться на фоне исполнения активным элементом 8 своих сущностных обязанностей: демпфирования переходных колебаний и поглощения высших гармоник тока. Специфичность условий применения активного элемента 8 в фильтре сети переменного тока дает такую возможность: без какого бы то ни было нарушения фильтрации к выходному напряжению активного элемента 8 может быть добавлено напряжение основной гармоники с произвольной амплитудой и фазой. Комплексная амплитуда основной гармоники напряжения активного элемента 8 является свободным параметром. Именно она используется как параметр регулирования баланса мощности Pd накопительных конденсаторов 20 активного элемента 8.

Напряжения vd этих конденсаторов описываются нелинейным дифференциальным уравнением

$$C \cdot \frac{d}{dt}(vd) = \frac{Pd}{vd}.$$

где C - емкость конденсаторов 20.

Однако если перейти к накопленной энергии

$$Ed = \frac{C \cdot vd^2}{2},$$

уравнение становится линейным

$$\frac{d}{dt}(Ed) = Pd. \quad (10)$$

Выделим в мощности Pd составляющую баланса Pbal:

$$\frac{d}{dt}(Ed) = Pd' + Pbal, \quad (11)$$

где Pd' - прочие составляющие. Для регулирования объекта с уравнением (11) используется пропорционально-интегральный регулятор 36 (PI-регулятор) мощности (см. фиг.6).

$$Pbal = \left(Kd + \frac{1}{p \cdot td} \right) \cdot (Ez - Ed). \quad (12)$$

где: p - оператор Лапласа; Ez-задание энергии накопительных конденсаторов 20; Kd, td - усиление и постоянная времени PI-регулятора.

При подходящих параметрах такой регулятор эффективно приводит энергию Ed к заданной величине Ez.

Как показано на фиг.6 на вход функционального блока 34 поступает сигнал vd с датчика 19 напряжения накопительных конденсаторов 20, затем на выходе сумматора 35 образуется разность (Ez-Ed), поступающая на вход регулятора 36.

Далее определенная регулятором 36 величина мощности Pbal должна быть преобразована в комплексную амплитуду \vec{v}_{bal} напряжения баланса vbal, а затем - в синусоидальную переменную сетевой частоты vbal(t) так, чтобы осуществить требуемую мощность баланса Pbal.

Мощность баланса равна скалярному произведению комплексных амплитуд \vec{v}_{bal} , \vec{i}_{bal} синусоидальных функций напряжения и тока (vbal, ibal).

$$P_{bal} = \vec{V}_{bal} \otimes \vec{I}_{bal}. \quad (13)$$

При помощи схемы замещения (см. фиг.7) системы, представленной на фиг.3, получено выражение для комплексной амплитуды тока баланса i_{bal} :

$$\vec{I}_{bal} = j \cdot (y_0 \cdot \vec{V}_s + (y_0 - \frac{1}{x_0}) \cdot \vec{V}_{bal}). \quad (14)$$

где \vec{V}_s - комплексная амплитуда напряжения сети v_s , y_0 - проводимость блока конденсаторных батарей 4, x_0 - реактанс заземляющего реактора 6, $j = \sqrt{-1}$.

Подстановка последнего выражения в (13) дает

$$P_{bal} = y_0 \cdot |\vec{V}_s| \cdot V_{bal, norm}, \quad (15)$$

где $|\vec{V}_s|$ - модуль напряжения сети v_s , $V_{bal, norm}$ - нормальная к вектору сетевого напряжения составляющая напряжения баланса.

Тангенциальная составляющая вектора \vec{V}_{bal} на мощность баланса не действует. Составляющая $V_{bal, tan}$ может быть принята нулевой или какой-то другой; на балансирование она не влияет. Из формулы (15) по требуемой мощности P_{bal} вычисляется нормальная составляющая амплитуды баланса

$$V_{bal, norm} = \frac{P_{bal}}{y_0 \cdot |\vec{V}_s|}, \quad (16)$$

Вычисление $V_{bal, norm}$ реализуется (см. фиг.6) при помощи блока 29 умножения и блока 32 деления. При этом модуль $|\vec{V}_s|$ напряжения сети v_s вычисляется при помощи блока 37 синхронизации и блока 38 вычисления модуля. Блок 37 преобразует тройку фазных напряжений трехфазной сети в одну комплексную переменную вида:

$$u = \vec{U} \cdot e^{j\theta}, \quad (17)$$

состоящую из комплексной амплитуды \vec{U} и вращающегося вектора единичной амплитуды (орта) $e^{j\theta}$.

где $j = \sqrt{-1}$.

Блок 33 деления вычисляет значения вращающегося орта $e^{j\theta}$ сетевого напряжения, а затем при помощи блоков 30 и 31 умножения формируется синусоидальная переменная - напряжение баланса v_{bal} - вторая из трех компонент выражения (1):

$$v_{bal} = V_{bal, norm} \cdot j \cdot e^{j\theta}. \quad (18)$$

После подключения демпфирующей составляющей v_{demp} и балансной составляющей v_{bal} задатчика напряжения активного элемента 8 схема замещения сети АС вкуче с компенсирующими конденсаторами 4 и активным элементом 8 образуют сильно задемпфированную с помощью виртуальных резисторов силовую электрическую цепь без применения для демпфирования реальных рассеивающих энергию резисторов. В упрощенном виде, без учета несущественного здесь фильтра (L_{ae} , C_{ae}) высокочастотных пульсаций широтной модуляции, эта цепь представлена на фиг.8. Активный элемент 8 отображен в ней демпфирующим резистором R_{ae} и источником э.д.с. v_{sel} , предназначенным для поглощения высших гармоник тока i_w .

Спектр тока, засылаемого в сеть ведомым сетью конвертором 3, является дискретным

$$i\vec{w}(\theta) = \sum_{k \in K} \vec{I}w_k \cdot e^{j \cdot k \cdot \theta}. \quad (19)$$

Соответственно этому составляющая селективного поглощения гармоник v_{sel} образуется как сумма

$$v_{sel}(\theta) = \sum_{k \in K} \vec{V}sel_k \cdot e^{j \cdot k \cdot \theta}. \quad (20)$$

Каждая из высших гармоник тока $i\vec{w}_k$, под действием гармоники выходного напряжения v_{ae} активного элемента 8 должна быть полностью втянута в ФКУ (в активный элемент 8), так что должно быть:

$$\vec{I}k_{u_k} = \vec{I}w_k, \quad \vec{I}s_k = 0, \quad (21)$$

и соответственно для напряжения:

$$\vec{V}s_k = 0. \quad (22)$$

Для выполнения этих условий комплексная амплитуда гармоник напряжения $v_{sel}(\theta)$ должна составлять

$$\vec{V}sel_k = -Z_{sel, k} \cdot Iw_k,$$

$$Z_{sel, k} = \frac{1}{j \cdot k \cdot Y_0} + R_{ae} \cdot \left(1 - \frac{1}{k^2 \cdot X_0 \cdot Y_{ku}} \right) \quad (23)$$

При этом через активный элемент 8 протекает гармоника тока k с комплексной амплитудой

$$\vec{I}ae_k = \vec{I}w_k \cdot \left(1 - \frac{1}{k^2 \cdot X_0 \cdot Y_{ku}} \right). \quad (24)$$

Действующая по формулам (21...24) функциональная схема вычислителя селективного подавления гармоник дана на фиг.9.

Канонические гармоники 12-пульсной схемы ведомого сетью конвертора тока 3 имеют порядки

$$k: -11, 13; -23, 25; -35, 37; \dots$$

где отрицательным номерам соответствуют обратно-вращающиеся гармоники.

Комплексные переменные с единичной амплитудой $e^{j \cdot k \cdot \theta}$ (орты) получаются из блока синхронизации (на фиг.9 не показан), в котором в результате обработки сетевого

напряжения $v_s(\theta)$ получается вначале орт $e^{j \cdot \theta}$, а затем по нему вычисляются прочие необходимые орты. Комплексные амплитуды тока ведомого конвертора $\vec{I}w_k$

выделяются путем синхронной фильтрации умножением в блоках умножения 39, 42,

45, 48 на обратно-вращающийся орт $e^{-j \cdot k \cdot \theta}$ и последующей фильтрации с помощью

фильтра нижних частот, выполненного на интеграторах 51...54. Далее при помощи

блоков умножения 40, 43, 46, 49 вычисляются комплексные амплитуды напряжения

гармоник $\vec{V}sel_k$, а затем в блоках умножения 41, 44, 47, 50 умножением на

соответствующий орт $e^{j \cdot k \cdot \theta}$ получается гармоника напряжения $v_{sel, k}$. Сумматор 55

позволяет получить итоговый сигнал v_{sel} .

Синтезированный вычислитель селективного подавления $select$ действует поверх компонента демпфирования $demr$ и не нарушает демпфирования. В то же время при точно известных параметрах импедансов и точных вычислениях он осуществляет полное поглощение гармоник ведомого сетью конвертора 3 в цепь компенсирующего

устройства.

Ток ведомого сетью конвертора 3 $i_w(\theta)$ почти не зависит от поведения активного элемента 8. В силу этого действующий по этому току вычислитель селективного подавления, представленный на фиг.9, является системой с прямой связью (feedforward),
 5 и разделяет преимущества и недостатки, свойственные системам с прямой связью. Преимуществом является элиминация проблемы устойчивости; прямые связи не могут быть причиной автоколебаний. Недостаток - сохранение любой возникающей погрешности, как погрешности исходных данных, так и погрешности каждого шага вычислений, и как следствие - низкая точность. Из-за этого системы с прямой связью
 10 применяются лишь в редких случаях. Вычислитель v_{sel} по схеме на фиг.9 рассмотрен выше только для того, чтобы проиллюстрировать действие активного элемента 8 в фильтро-компенсирующем устройстве.

При реализации вычислителя v_{sel} в однородном ФКУ в соответствии с заявляемым техническим предложением используется обратная связь (feedback), т.е. связь по
 15 измеренному току сети переменного тока $i_s(\theta)$, как это показано на общей схеме однородного ФКУ (фиг.3).

Предлагаемое здесь построение системы селективного подавления гармоник сетевого тока $i_s(\theta)$ базируется на принципе квазистационарности. Существенно, что система select действует на фоне замкнутой широкополосной демпфирующей обратной связи $demp$,
 20 которая была рассмотрена выше. Под действием демпфирования по истечении достаточно малых промежутков времени или при достаточно медленных изменениях условий ток сети АС складывается из тех же гармоник, которые генерируются ведомым сетью конвертором 3:

$$25 \quad i_s(\theta) \approx \sum_{k \in K} \vec{I}_{s_k} \cdot e^{j \cdot k \cdot \theta}, \quad (25)$$

причем комплексные амплитуды гармоник сетевого тока \vec{I}_{s_k} связаны с комплексными амплитудами \vec{I}_{w_k} гармоник тока ведомого сетью конвертора 3 и комплексными амплитудами \vec{V}_{sel_k} гармоник напряжения коэффициентами стационарных передаточных
 30 характеристик системы:

$$\vec{I}_{s_k} = Y_k \cdot \vec{V}_{sel_k} + G_k \cdot \vec{I}_{w_k}, \quad (25)$$

где

$Y(j \cdot \omega)$ - стационарная передаточная характеристика полной схемы замещения системы
 35 от напряжения активного элемента к сетевому току; $Y_k = Y(j \cdot k)$;

$G(j \cdot \omega)$ - стационарная передаточная характеристика полной схемы замещения системы от тока ведомого сетью конвертора до тока линии; $G_k = G(j \cdot k)$.

Предполагается, что уравнение передачи комплексных амплитуд удовлетворительно
 40 выполняется в почти стационарных условиях, когда комплексные амплитуды являются медленно изменяющимися функциями времени $\vec{I}_{w_k}(\theta)$, $\vec{V}_{ae_k}(\theta)$, $\vec{I}_{s_k}(\theta)$. Рассматривая (25) как уравнение объекта управления легко подобрать регулятор для него. Целевой функцией управления является получение нулевых значений всех гармоник сетевого тока, т.е. заданным значением для комплексной амплитуды каждой гармоники является
 45 нуль,

$$I_{sz_k} = 0.$$

Наилучшим регулятором для этих условий является интегратор

$$\vec{V}_{sel_k} = -\frac{1}{p \cdot \tau} \cdot \frac{\vec{I}_{s_k}}{Y_k}, \quad (26)$$

где τ - постоянная времени интегратора.

Уравнение для комплексной амплитуды гармоники сетевого тока при этом получается таким

$$(p \cdot \tau + 1) \cdot \vec{I}_{s_k} = p \cdot \tau \cdot G_k \cdot \vec{I}_{w_k}. \quad (27)$$

Переменная \vec{I}_{w_k} в правой части уравнения (возмущающая переменная) от процессов подавления гармоник почти не зависит, о чем уже упоминалось ранее, и в установившихся режимах постоянна, так что правая часть уравнения в установившихся режимах становится нулевой

$$p \cdot \tau \cdot G_k \cdot \vec{I}_{w_k} \rightarrow 0.$$

Соответственно экспоненциально с постоянной времени τ к нулю устремляется комплексная амплитуда подавляемой селективно гармоники тока сети

$$\vec{I}_{s_k}(t) \approx \vec{I}_{s_k}(t_0) \cdot e^{-\frac{t-t_0}{\tau}} \rightarrow 0. \quad (28)$$

Как и следовало ожидать от интегрального регулятора, погрешность (в данном случае - гармоника сетевого тока) устраняется полностью.

Уравнения системы селективного подавления гармоники сетевого тока (25, 26) являются комплексными. Входящие в них медленно меняющиеся переменные \vec{I}_{s_k} , \vec{V}_{sel_k} , \vec{I}_{w_k} являются комплексно-значными. Комплексны и коэффициенты уравнений Y_k , G_k . Само по себе это имеет только технический характер. Нетрудно развернуть уравнения (25, 26) в соответствующие выражения для 2-векторов с вещественными значениями

$$x = x_d + j \cdot x_q \Rightarrow \text{col}(x_d, x_q).$$

Это не делается только потому, что комплексно-значные формулы короче и ясней выражают существо. Больше внимание следует уделить другому обстоятельству. В коэффициенте Y_k уравнения объекта (25) скрыты параметры сети АС, в которой действует ФКУ в целом, и регулятор селективного подавления гармоники k в частности. Параметры сети известны лишь неточно, и параметры эти могут изменяться. При рассмотрении чувствительности системы селективного подавления гармоники к погрешности знания о линии нужно различить параметр Y_k определяемый линией уравнения (25) и предполагаемое значение этого параметра Y'_k , используемое в системе управления активного элемента, уравнение (26) станет при этом таким

$$\vec{V}_{sel_k} = -\frac{1}{p \cdot \tau} \cdot \frac{\vec{I}_{s_k}}{Y'_k}. \quad (29)$$

При подстановке его в (25) в уравнениях замкнутой системы появится комплексный множитель, равный отношению истинного и предполагаемого параметра

$$Y_k / Y'_k = a e^{j\alpha}.$$

Этот комплексный множитель модифицирует постоянную времени регулятора, превращая ее в комплексное число. Переходная составляющая замкнутой системы регулирования (28) при этом модифицируется так

$$\exp\left[-t \cdot \frac{a \cdot (c + j \cdot s)}{\tau}\right] = \exp\left(-t \cdot \frac{ac}{\tau}\right) \cdot \exp\left(-j \cdot t \cdot \frac{as}{\tau}\right),$$

где для краткости записано

$$c = \cos\alpha, \quad s = \sin\alpha.$$

Последнее выражение описывает затухающее гармоническое колебание с постоянной времени затухания τ' и собственной частотой ω'

$$e^{-j \cdot t / \tau'} \cdot (\cos \omega' t - j \cdot \sin \omega' t), \quad (30)$$

где

$$\tau' = \frac{\tau}{a} \cdot \cos(\alpha), \quad \omega' = \frac{a \cdot \sin(\alpha)}{\tau}. \quad (31)$$

Переходная составляющая перестает быть затухающей только если погрешность по фазе достигает критических значений

$$\pm \pi/2.$$

Погрешность по модулю на устойчивость не влияет; она только изменяет темп. Отсюда следует важное заключение: система селективного подавления гармоники сетевого тока с интегральной обратной связью является робастной (robust). Она сохраняет устойчивость в широком диапазоне расхождений параметров сети АС от предполагаемых. Устойчивость теряется только при изменении направления обратной связи, когда вектор расхождения выходит за квадранты I, IV комплексной плоскости (вещественная компонента вектора расхождения становится отрицательной).

Строение регулятора селективного подавления k -той гармоники сетевого тока, действующего по уравнениям (25, 26) иллюстрируется схемой на фиг.10.

Сам регулятор работает только с комплексными амплитудами \vec{I}_k, \vec{V}_k . Амплитуда тока извлекается из измеренного датчиком 22 тока $i(\cdot)$ умножением при помощи блока умножения 56 на k -ый обратно-вращающийся орт $e^{-j \cdot k \cdot \theta}$. Для получения комплексной амплитуды \vec{V}_k напряжения выходная переменная комплексного интегратора умножается на предполагаемый комплексный коэффициент $Z'_k = Z'(j \cdot k)$ - передаточное сопротивление от напряжения активного элемента 8 к току сети на частоте k -ой гармоники. По полученному значению комплексной амплитуды напряжения \vec{V}_k

умножением при помощи блока умножения 58 на k -ый вращающийся орт $e^{j \cdot k \cdot \theta}$ восстанавливается задание k -ой гармонической напряжения V_k активного элемента 8.

Построение полной схемы вычислителя компонента $v_{sel}(\cdot)$, т.е. составляющей селективного подавления гармоник, производится суммированием регуляторов вида, представленного на фиг.10, для всей совокупности избранных гармоник; по одному регулятору на каждую из подавляемых гармоник. Это построение показано на фиг.11.

Перечень подавляемых гармоник содержит во-первых канонические гармоники -11, 13; -23, 25; -35, 37....

Помимо канонических гармоник ток ведомого сетью конвертора содержит в остаточных количествах неканонические гармоники

$$5, -7; -17, 19; \dots$$

Они порождаются токами холостого хода преобразовательных трансформаторов и неточностями управления вентилями. Амплитуда их, как правило, невелика, однако понижение их уровня может потребоваться. В однородном ФКУ с активным элементом,

управляемым по трехкомпонентному DBS-алгоритму, для поглощения неканонических гармоник не требуется никакой дополнительной аппаратуры. Достаточно включить в функциональную схему и программу блока 16 селективного подавления гармоник (select) ветви, соответствующие этим неканоническим гармоникам, как это показано на фиг.11.

5 При рассмотрении функциональной схемы блока 16 select следует учитывать явление наложения гармоник. На фиг.11 на входах интеграторов 81...86 записаны величины Is_{11}, Is_{13}, \dots

В действительности же при токе вида

$$10 \quad is(\theta) = Is_1 \cdot e^{j\theta} + \dots + Is_{11} \cdot e^{-j11\theta} + Is_{13} \cdot e^{j13\theta} + Is_{23} \cdot e^{-j23\theta} + \dots, \quad (40)$$

например, на входе интегратора 82 после умножения (при помощи блока умножения 66) на $e^{-j13\theta}$ получается сумма:

$$Is_1 \cdot e^{-j12\theta} + Is_{11} \cdot e^{-j24\theta} + Is_{13} + Is_{23} \cdot e^{-j36\theta} + \dots,$$

15 в которой к комплексной амплитуде Is_{13} примешаны гармоники 12, 24 и 36-кратной частоты. Во избежание интерференции, постоянная времени интеграторов 81...86 должна быть выбрана достаточно большой, чтобы ослабить самую низкочастотную из комбинационных гармоник. В выше приведенном примере самой низкочастотной из них является 12-ая гармоника. Для ее ослабления не требуется слишком замедлять процесс селективного подавления гармоник. Даже без принятия специальных мер, система селективного подавления гармоник может быть достаточно динамичной.

20 Завершая описание системы селективного подавления с обратной связью по сетевому току отметим, что при использовании ее точность подавления высших гармоник сетевого тока определяется исключительно точностью измерений. Прочие погрешности, в том числе и погрешности сведений о параметрах сети АС, полностью подавляются интегральными регуляторами обратных связей.

Работу заявляемого фильтро-компенсирующего устройства иллюстрируют графики процессов (фиг.12 - фиг.13), полученные с помощью ELTRAN-модели. ELTRAN ([9], [10]) является универсальной системой моделирования вентильных преобразователей любой конфигурации и назначения. Вместе с силовой частью преобразователя в EL-TRAN-модели отображается и система управления им, а также, по мере необходимости, примыкающие к преобразователю внешние цепи. Все эти возможности понадобились в данном случае. Осуществленная модель, во-первых, отображает подробно все силовые цепи комплектной выпрямительно-преобразовательной установки (КВПУ), упрощенная 35 однолинейная схема которой представлена на фиг.3, в том числе:

- двенадцатипульсный ведомый сетью конвертор тока 3, с индивидуальным представлением каждого вентиля;

40 - преобразовательный трехобмоточный трансформатор 2, с отображением специфической для преобразовательных трансформаторов конфигурации магнитной цепи и учетом явлений насыщения ее;

- конденсаторные батареи 4, выключатели 5 и заземляющие реакторы 6, а также вспомогательные RC-цепи ограничения бросков тока при переключении батарей 4;

- сеть переменного тока 1 в виде четырехзвенной схемы замещения линии передачи, а также реактанса и э.д.с. примыкающей подстанции;

45 - модульный пятиуровневый PWM-конвертор напряжения 10 с индивидуальным представлением IGBT и накопительных конденсаторов 20 (активный элемент 8);

- фильтр $L_{ae} 11, C_{ae} 12$ высокочастотных пульсаций широтной модуляции.

Вместе с силовой схемой детально отображается также система управления активным

элементом 8 по DBS-алгоритму, со всеми ее функциональными блоками и контурами обратных связей.

В модели отображены также система синхронизации и система управления ведомого сетью конвертора тока 3. Параметры модели: мощность - $P_N=500$ МВт, напряжение сети АС- $V_N=400$ кВ.

Полная требуемая для работы КВПУ реактивная мощность ФКУ составляет $Q_{SUM} \approx 330$ Мвар.

Конденсаторные батареи ФКУ разбиты на 3 однотипных блока ($N_q=3$); мощность каждой батареи составляет $Q \approx 110$ Мвар.

Моделируемое КВПУ предусматривает работу с изменением передаваемой мощности P . Для подстройки реактивной мощности при широкодиапазонном регулировании передаваемой мощности требуется переключение конденсаторных батарей. В рамках выполненного исследования как основной режим переключения рассматривается режим синхронных переключений. Современная техника высоковольтных выключателей обеспечивает осуществимость синхронных переключений. Функции синхронизации отображены в используемой модели.

Синтезированная ELTRAN-модель КВПУ с описанным выше составом и функциями используется для решения обширного комплекса задач при проектировании реальных объектов.

Здесь приведены только отдельные результаты моделирования, относящиеся непосредственно к однородному ФКУ и его активному элементу.

На фиг.12. приведены графики работы однородного ФКУ и его активного элемента 8 в установившемся режиме при номинальной передаваемой мощности. Графики расположены на 4-х диаграммах (1 - верхняя диаграмма, ... 4 - нижняя диаграмма).

На первой диаграмме показаны:

- U_{LMA} - фазное напряжение сети 1 (оно же - напряжение сетевой обмотки преобразовательного трансформатора 2),

- I_A - трапециевидный фазный ток ведомого сетью конвертора 3 (он же - ток сетевой обмотки преобразовательного трансформатора 2)

- I_{As} - фазный ток, поступающий в сеть.

Ток ведомого конвертора сильно опережает сетевое напряжение: ведомый конвертор потребляет для переключения своих вентилях реактивную мощность. Фильтро-компенсирующее устройство добавляет к току ведомого конвертора отстающий ток и сдвигает тем самым сетевой ток. Кроме того, ФКУ стягивает в себя высшие гармоники тока ведомого конвертора. В результате поступающий в сеть ток становится синусоидальным, с малым сдвигом относительно напряжения. Визуально на графиках искажения сетевого тока и сетевого напряжения незаметны вовсе. На первой диаграмме заметна некоторая перекомпенсация по реактивной мощности: втекающий ток сети отстает от напряжения сети. Это вызвано тем, что установленная мощность батарей ФКУ выбрана с некоторым избытком в расчете на передачу повышенной мощности $1,1 \cdot P_N$.

На второй диаграмме показана одна переменная - U_{AF} - фазное напряжение на сборных шинах 7 активного элемента 8 (см. фиг.3), представляющее собой напряжение активного элемента после фильтрации фильтром $L_{ae} 11$, $C_{ae} 12$ высокочастотных пульсаций широтной модуляции. Такой фильтр, как уже отмечено выше, входит в состав активного элемента. В напряжении активного элемента, как видно из графика,

доминируют 11 и 13 гармоники, которые совместно дают характерную форму биений. Прочие гармоники в графике напряжения активного элемента не просматриваются. Для их выделения требуется специальная обработка сигнала.

На третьей диаграмме показано: KUA - напряжение фазы PWM-конвертора 10 (совпадающее по форме с выходным напряжением модульного многоуровневого PWM-конвертора 10 - базовой части активного элемента 8). Широтная модуляция является высокочастотной. Уровень локально-усредненного напряжения конвертора на графике просматривается только как сгущение/разбавление линий переключения.

На четвертой (нижней) диаграмме показаны:

- 10 - I_{LAIN} - ток активного элемента 8,
- I_{LAF} - ток заземляющих реакторов 6, которые шунтируют активный элемент,
- I_{CAF} - суммарный ток батареи конденсаторов 4.

В токе активного элемента просматриваются в первую очередь 11-ая и 13-ая гармоники и в добавление к ним - основная гармоника с сетевой частотой. Заметны в нем пульсации широтной модуляции, которые видны как некоторая «шерстистость» линии тока. Амплитуда этих пульсаций невелика, а частота высока, и они полностью поглощаются конденсаторами фильтра активного элемента. В выходное напряжение активного элемента, как уже отмечалось, пульсации широтной модуляции не проникают.

Из рассмотрения фиг.12 следует, что ФКУ обеспечивает компенсацию и эффективную фильтрацию.

Переходные процессы, вызванные переключениями конденсаторных батарей в ходе подстройки реактивной мощности ФКУ, представляют собой частое явление для КВПУ с ведомыми сетью конверторами. Эти процессы также рассмотрены с помощью ELTRAN-модели. Переключения производятся синхронизировано: включение выключателя по пришедшей команде задерживается так, чтобы момент замыкания контакта попал на момент перехода напряжения через нуль. Такое управление освоено современной техникой высоковольтных выключателей. Оно снижает переходные колебания в сети и импульсные перегрузки конденсаторных батарей и самих выключателей, не требуя при этом существенных затрат.

30 Один из типичных переходных процессов показан на фиг.13., где представлены графики процесса снижения передаваемой мощности, сопровождаемого отключением одной из трех конденсаторных батарей ФКУ. На диаграмме показаны ток на выходе конвертора 3 (I_t - ступенчатая кривая) и ток линии (сети) (I_L - плавная кривая) при уменьшении передаваемой мощности, сопровождаемом отключением третьей батареи ФКУ.

По ходу уменьшения передаваемой мощности уменьшается реактивная мощность Q ведомого сетью конвертора 3, возникает избыток реактивной мощности сети QL и система регулирования реактивной мощности инициирует отключение третьей батареи ФКУ. Переходный процесс, вызванный уменьшением передаваемой мощности и инициированным им отключением батареи, завершается установлением нового режима за время $\cong 100$ мс.

На фиг.13 искажение напряжений в переходном процессе почти не просматривается. Это является позитивным следствием двух обстоятельств. Во-первых, синхронизация выключателей минимизирует возмущающее действие переключений на систему. Во-вторых, виртуальные резисторы, образуемые подсистемой D трехкомпонентной DBS-системы управления, осуществляют интенсивное демпфирование системы. Заметно также действие системы селективного подавления гармоник обеспечивающей полное подавление гармоник сетевого тока.

Качество работы однородного ФКУ и ее DBS-системы управления при регулировании передаваемой мощности вполне удовлетворительно.

Выполненное изучение режимов КВПУ со стандартным ведомым сетью конвертором и однородным ФКУ выявило, что требуемая установленная мощность активного элемента составляет 1,2...1,4% от проходной мощности КВПУ. Эта величина незначительна, так что стоимость активного элемента не вносит сколь-нибудь ощутимого вклада в стоимость КВПУ, а потери в активном элементе неощутимы среди потерь в КВПУ. Усложнение однородного КВПУ резонансными цепями с целью снижения мощности активного элемента является необоснованным.

Преимущества однородного ФКУ с активным элементом, современное состояние техники ММС-конверторов, а также проработанность DBS-алгоритма позволяют предложить однородное ФКУ для всех современных проектов HVDC с ведомыми конверторами тока. Современный уровень техники для этого очередного шага усовершенствования HVDC-LCC созрел.

Таким образом, при вышеуказанном исполнении заявляемого устройства обеспечивается выполнение основных функций - регулирование реактивной мощности при использовании однотипных взаимозаменяемых конденсаторных батарей, полное поглощение высших гармоник без использования настроенных резонансных цепей, осуществление демпфирования переходных колебаний без применения рассеивающих энергию резисторов.

Исходя из вышеизложенного, следующие задачи:

- упрощение схемы ФКУ за счет радикального снижения числа ветвей ФКУ для условий регулирования реактивной мощности переключениями батарей,
- снижения уровня потерь мощности ФКУ за счет демпфирования виртуальными резисторами вместо демпфирования резисторами реальными (функция выполняется системой управления активным элементом без привлечения каких-либо аппаратных средств),
- упрощение настроек ФКУ при вводе в эксплуатацию и перестроек при изменении параметров сети AC, что достигается исключительно корректированием программы управления активным элементом, эффективно решены.

Источники информации

1. CIGRE Working Group 14.30. Filter Switching and Reactive Power Management. Section 8. №139 - Guide to the specification and design evaluation of AC filters for HVDC systems. April 1999
2. R.K. Chauhan, M. Kuhn, D. Kumar, A. Kolz, P. Riedel - Basic Design Aspects of Ballia-Bhiwadi 2500 MW HVDC Power Transmission System, 2009
3. Marquardt Rainer (DE) - Current rectification circuit for voltage source inverters with separate energy stores replaces phase blocks with energy storing capacitors. Publication number DE 10103031, 2002-07-25
4. L. Gyugyi, B.R. Pelly - Static Power Frequency Changers - Theory, Performance, & Application. New York: J. Wiley, 1976
5. Sadek Kadry (DE), Pereira Marcos (DE) - Siemens AG (DE) - Hybrid filter for an alternating current network. Publication number US 6385063, 2002-05-07
6. CIGRE Working Group 14.28 - Active filters in HVDC applications. №223. April 2003
7. CIGRE IEC/PAS 62544 - Active filters in HVDC applications. Publicly available specification, pre-standard, 2008-02, page 43-44
8. Marcos Pereira, Aplicação de Novos Filtros Ativos AC de Potência Plena - IEE/PES T&D 2010 Latin America. São Paulo, Brasil, Novembro 2010. (Siemens AG 2010 Energy Sector.

marcos.pereira@siemens.com).

9. Мустафа Г.М. - Матрицы для описания топологии трансформаторов. «Электричество» №10, 1977 г., стр.34-39

10. Мустафа Г.М., Шаранов И.М. - Математическое моделирование тиристорных преобразователей. «Электричество» №1, 1978 г., стр.40-45

Формула изобретения

1. Фильтро-компенсирующее устройство комплектной преобразовательной установки передачи энергии постоянным током на основе ведомого сетью вентиляного (тиристорного) конвертора тока (line commutated converter, LCC) с регулируемой передаваемой мощностью, подстраивающее реактивную мощность путем переключения двух или более ветвей, каждая из которых снабжена выключателем для подключения к питающей сети и содержит выполняющие функции фильтрации и компенсации конденсаторные батареи, резисторы, реакторы; фильтро-компенсирующее устройство также содержит один или несколько активных элементов (конвертор напряжения с высокочастотной широтной модуляцией, датчики токов и напряжений), отличающееся тем, что:

- конденсаторные батареи реализуют только функцию компенсации и выполняются идентичными с реактивной мощностью Q_k , равной N_q -й доле наибольшей общей передаваемой реактивной мощности Q_{sum} :

$$Q_k = Q_{sum} / N_q,$$

где N_q - число конденсаторных батарей,

- конденсаторные батареи присоединены к «земле» через общий активный элемент посредством соответствующего количества средневольтных выключателей либо через отдельные активные элементы,

- в фильтро-компенсирующем устройстве функции фильтрации выполняются только активным элементом (активными элементами), с этой целью система управления активного элемента (PWM-конвертора) в дополнение к обычному набору функциональных блоков PWM-конвертора снабжена тремя, реализованными программно, специфическими функциональными блоками (с соответствующими им обратными связями):

- блоком D - демпфирования (demp),

- блоком B - баланса (bal),

- блоком S - селективного подавления гармоник (sel),

вырабатывающими задающие напряжения, сумма которых образует основную переменную управления конвертором - задание напряжения $v_z(t)$ (функция времени):

$$v_z = v_{demp} + v_{bal} + v_{sel}, \text{ причем:}$$

- блок D образован с помощью широкополосной (например, пропорциональной с коэффициентом усиления R_{ae}) обратной связи по выходному току конвертора $i_{ae}(t)$ в соответствии с равенством:

$$v_{demp}(t) = R_{ae} \cdot i_{ae}(t),$$

и, представляя собой виртуальный резистор R_{ae} , демпфирует переходные колебания сети так же, как реальный резистор R_{ae} , внесенный в выходную цепь конвертора; при этом величина коэффициента усиления R_{ae} выбирается так, чтобы наилучшим образом демпфировать переходные колебания; оставшиеся два блока B и S действуют на задемпфированную систему через виртуальный резистор R_{ae} ;

- блок B образован с помощью обратной связи по напряжениям v_d накопительных конденсаторов звеньев постоянного напряжения конвертора с участием в этой обратной

связи сетевого напряжения v_s , выполняет задачу поддержания баланса мощности P_d , а, следовательно, напряжений v_d накопительных конденсаторов в окрестности заданного уровня v_{dz} :

$$v_d(t) \approx v_{dz},$$

5 и состоит из нескольких программных модулей (субблоков):

- пропорционально-интегрального регулятора (PI-регулятор) мощности, действующего в функции накопленной конденсаторами энергии, эффективно приводящего энергию E_d к заданной величине E_z :

$$10 \quad P_{bal} = \left(K_d + \frac{1}{p \cdot t_d} \right) \cdot (E_z - E_d),$$

$$\text{где } E_z = \frac{C \cdot v_{dz}^2}{2} - \text{ задание энергии; } E_d = \frac{C \cdot v_d^2}{2} - \text{ накопленная конденсаторами}$$

15 энергия, p - оператор Лапласа, K_d , t_d - усиление и постоянная времени PI-регулятора, P_{bal} - задание мощности;

- модуля вычисления (по определенной регулятором мощности баланса) комплексной амплитуды составляющей напряжения баланса $V_{bal, norm}$, нормальной к вектору сетевого напряжения:

$$20 \quad V_{bal, norm} = \frac{P_{bal}}{y_0 \cdot |\vec{V}_s|},$$

где \vec{V}_s - комплексная амплитуда напряжения сети, y_0 - проводимость блока конденсаторных батарей,

25 - модуля формирования напряжения баланса - как синусоидальной переменной основной частоты, ортогональной к сетевому напряжению в соответствии с выражением:

$$v_{bal}(t) = V_{bal, norm} \cdot j \cdot e^{j\theta},$$

где $e^{j\theta}$ - вращающийся орт сетевого напряжения;

30 - блок S образуется с помощью обратной связи по сетевому току i_s с участием в образовании этой связи напряжения сети v_s и состоит из нескольких программных модулей (субблоков):

- модуля селективного выделения комплексных амплитуд \vec{I}_{s_k} высших гармоник, использующего выражение:

$$35 \quad i_{s_k}(\theta) = \vec{I}_{s_k} \cdot e^{j \cdot k \cdot \theta},$$

где k - номер гармоники, \vec{I}_{s_k} - комплексная амплитуда k -й гармоники тока сети i_s , $e^{j \cdot k \cdot \theta}$ - вращающийся орт k -й гармоники тока сети;

40 - модуля регулирования комплексных амплитуд \vec{V}_{sel_k} высших гармоник напряжения v_{sel} , т.е. составляющей селективного подавления гармоник (sel), с использованием интегрального регулятора для каждой селективно подавляемой высшей гармоники тока, который по комплексной амплитуде \vec{I}_{s_k} тока гармоники вырабатывает

45 комплексную амплитуду \vec{V}_{sel_k} задания напряжения данной гармоники, причем в формировании задания комплексных амплитуд напряжений высших гармоник конвертора (активного элемента) используется комплексный коэффициент \vec{Y}_k , равный значению стационарной передаточной характеристики системы на частоте k -й

гармоники:

$$\vec{V}_{sel_k} = -\frac{1}{p \cdot \tau} \cdot \frac{\bar{I}_{s_k}}{\bar{Y}_k},$$

5 где p - оператор Лапласа, τ - постоянная времени интегратора;
 - модуля формирования задания k -й гармонической напряжения конвертора по
 полученному значению комплексной амплитуды напряжения \vec{V}_{sel_k} :

$$v_{sel_k}(\theta) = \vec{V}_{sel_k} \cdot e^{j \cdot k \cdot \theta}$$

10 и последующего суммирования:

$$v_{sel}(\theta) = \sum_{k \in K} v_{sel_k}(\theta),$$

для всей совокупности избранных гармоник, причем совокупность подавляемых
 гармоник содержит канонические гармоники

15 -11, 13; -23, 25; -35, 37....,

и может также содержать отдельные неканонические гармоники, например:

5, -7; -17, 19;

2. Фильтро-компенсирующее устройство по п.1, отличающееся тем, что в цепь
 конденсаторных батарей введен токоограничивающий реактор, реактанс которого
 20 определяется условием ограничения амплитуды переходного тока при переключениях
 конденсаторных батарей.

25

30

35

40

45

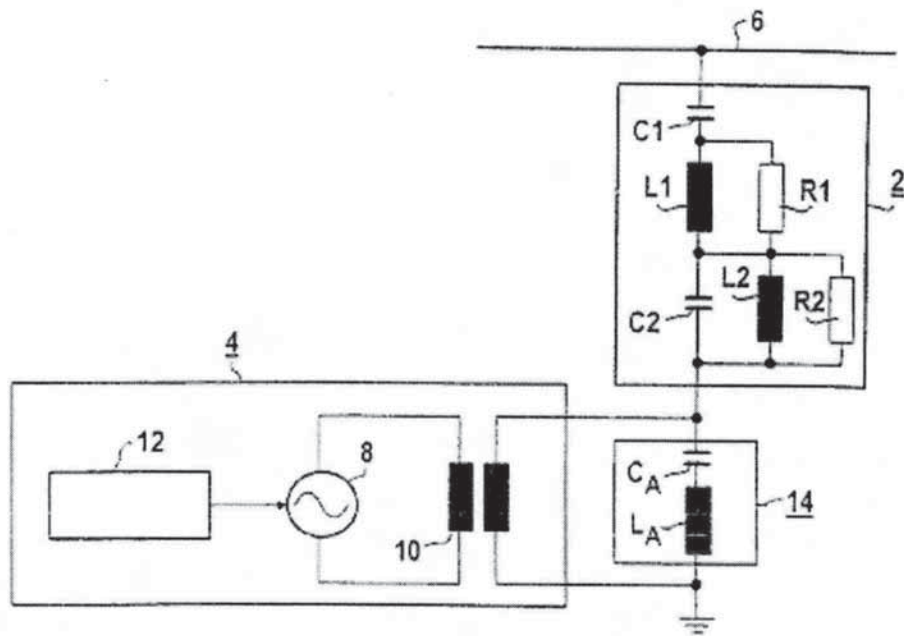
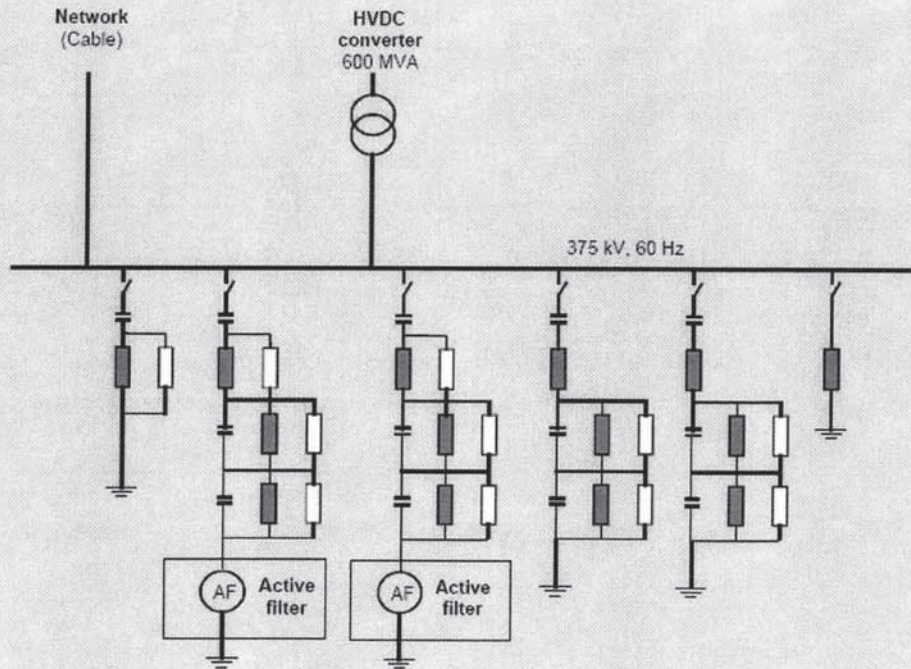


Схема гибридного фильтра для сетей переменного тока (Sadek, Pereira, 2002 – [5])

Фиг.1

**Full range active AC filters at Duffy Avenue Station
for harmonic voltage elimination**

SIEMENS



Page 5

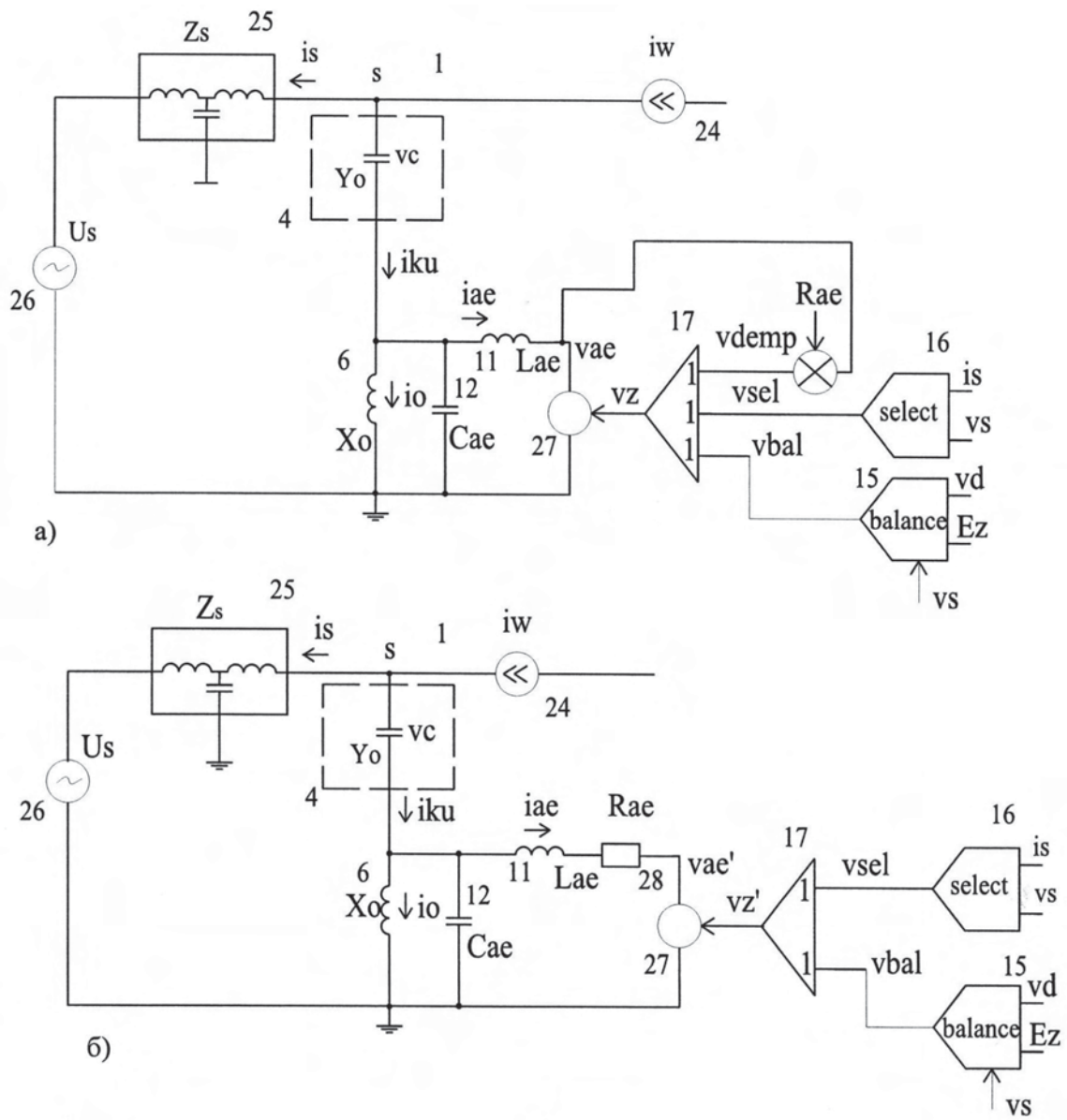
IEEE/PES T&D 2010 Latin America

Energy Sector

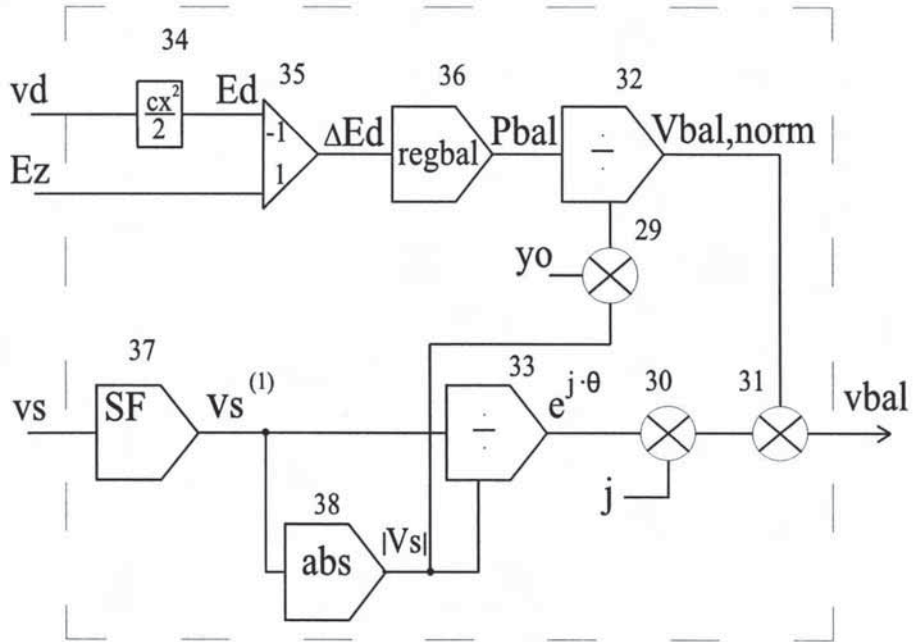
© Siemens AG 2010

Фильтро-компенсирующее устройство, примененное в проекте Нептун
(Neptune Regional Transmission System, 2007) ([8])

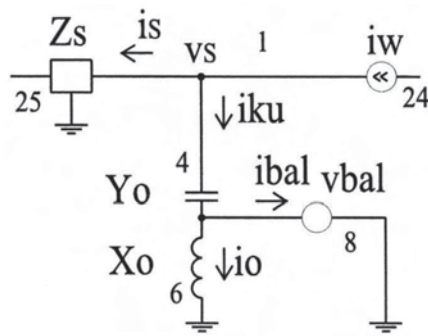
Фиг.2



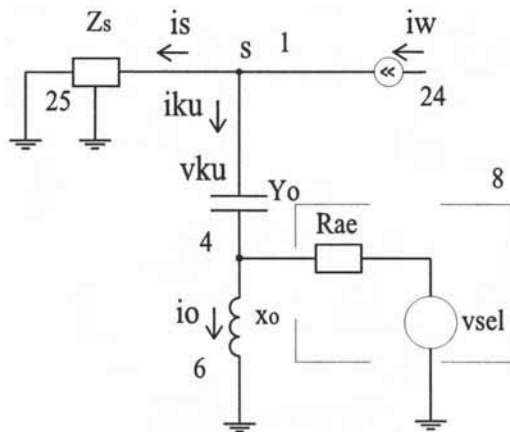
Фиг. 5



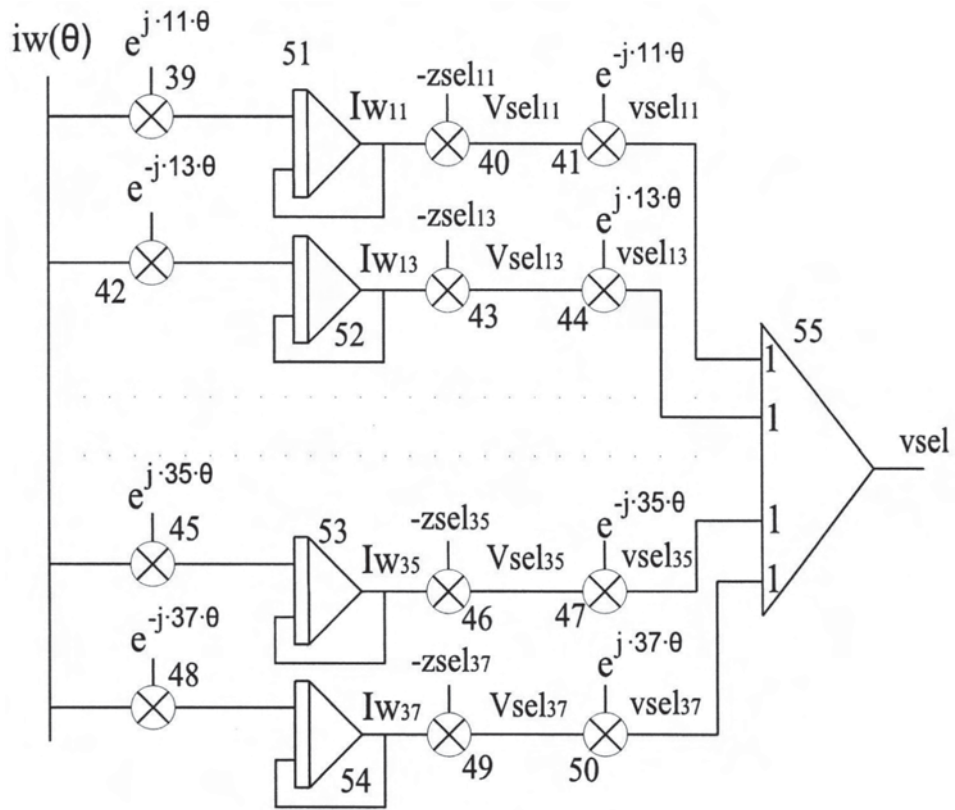
Фиг. 6



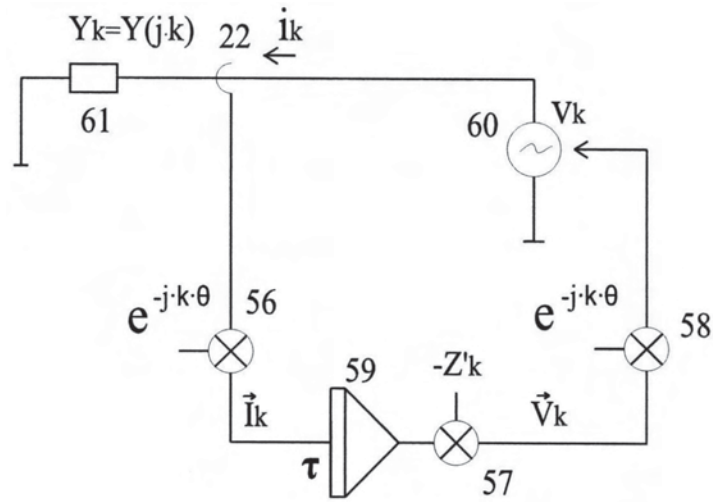
Фиг. 7



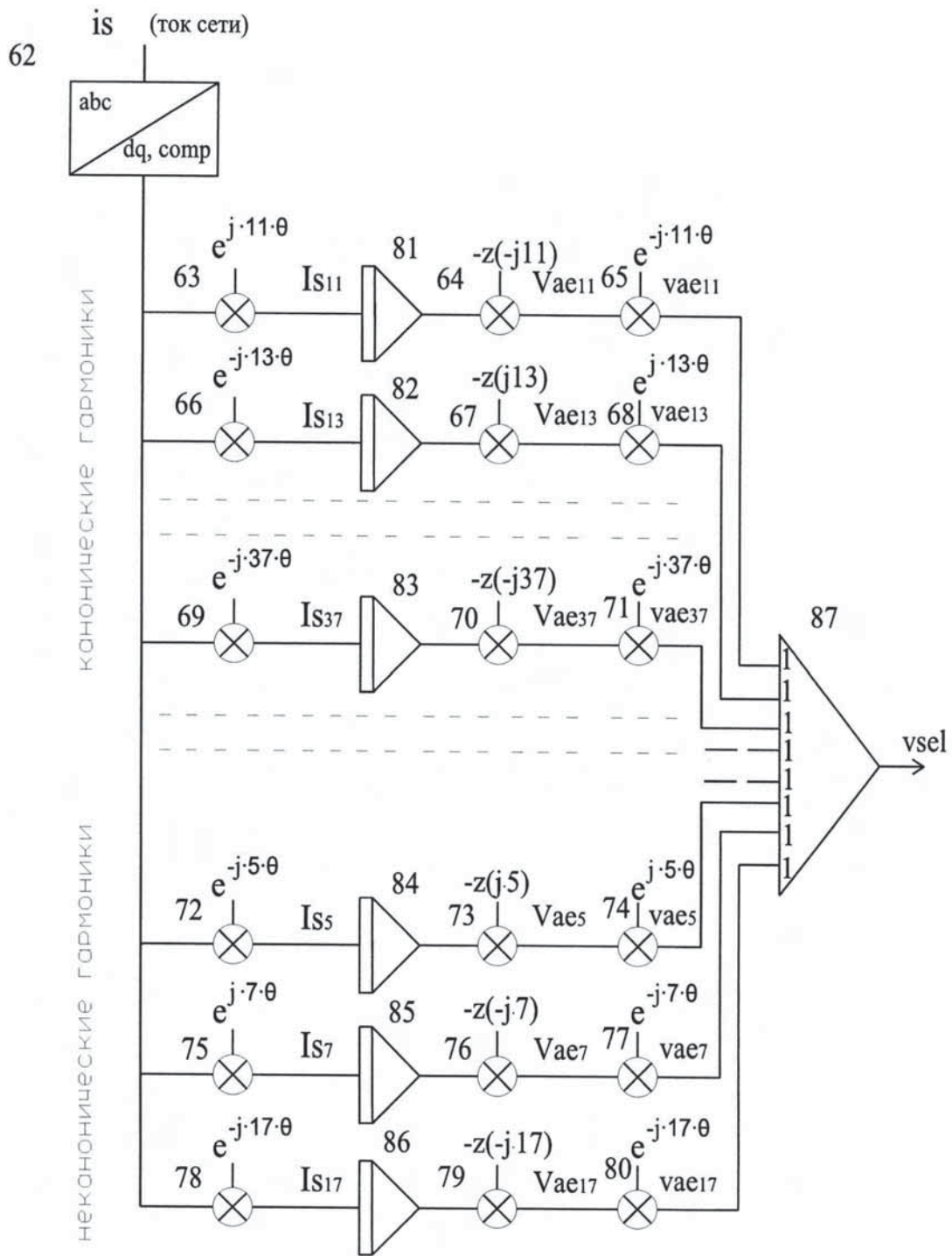
Фиг. 8



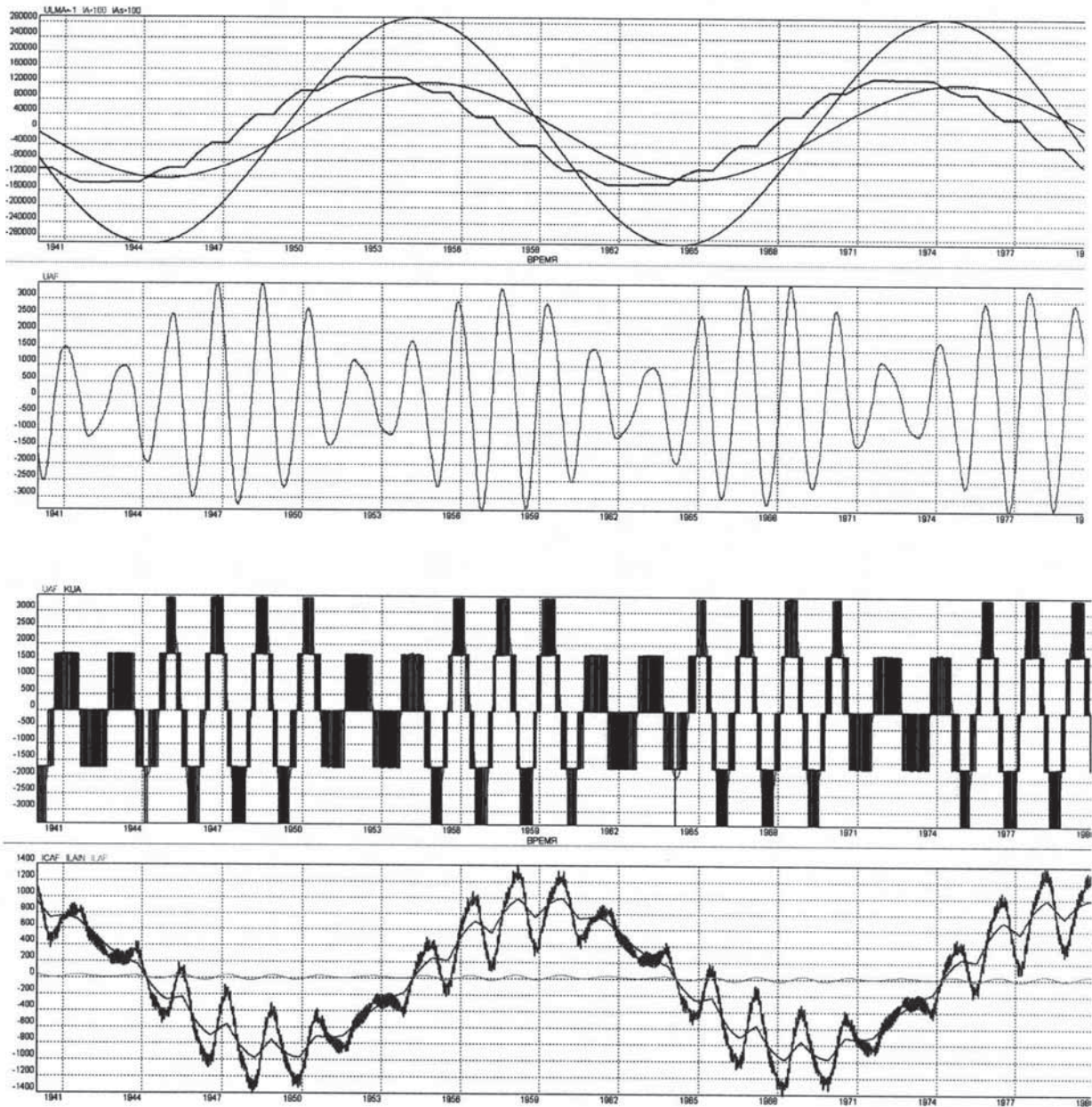
Фиг. 9



Фиг. 10



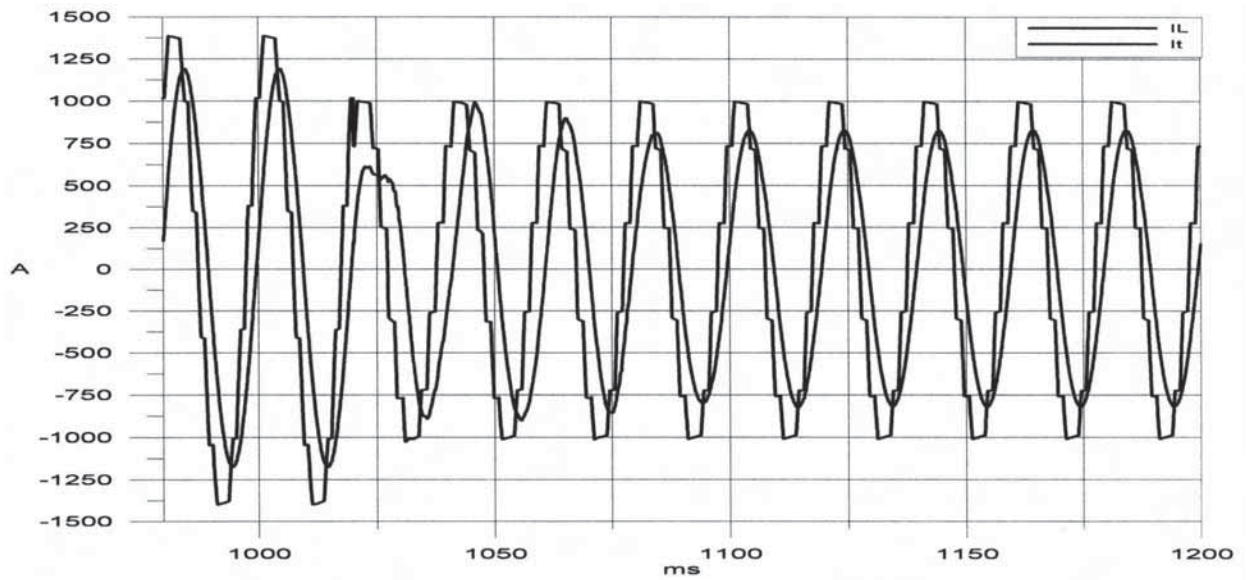
Фиг. 11



IA – ток сетевой обмотки трансформатора; IAs– ток, поступающий из ФКУ в сеть; ULMA – напряжение сетевой обмотки трансформатора;UAF – напряжение активного элемента; KUA – напряжение фазы каскадного преобразователя; ICAF – суммарный ток конденсаторов КБ; IAF – суммарный ток дросселей ФКУ; IAIN – входной ток активного элемента;.

Графики работы однородного ФКУ и его активного элемента при номинальной передаваемой мощности

Фиг.12



Ток на выходе конвертора (I_t) и ток линии (I_L) при уменьшении передаваемой мощности с отключением третьей батареи ФКУ.

Фиг. 13