

О.Є. Антонов, докт. техн. наук, **О.М. Михайлик**, пров. інж.

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

Вибір параметрів ротора для електромеханічної системи компенсації гіроскопічного моменту в високообертовому електроприводі

Розглянуто питання вибору оптимальної частоти обертання і геометрії ротора, що виконує функції компенсатора гіроскопічного моменту високооборотного приводного пристрою з великим кінетичним моментом ротора. Вибір проведено виходячи з умов мінімізації масогабаритних показників і енергоспоживання приводу компенсатора. Враховано вартісні показники матеріалу для виготовлення компенсуючого ротора і можливість його використання як складової магнітної системи приводного пристрою. Бібл 2, рис. 6.

Ключові слова: високообертовий електропривод, гіроскопічний момент, кінетичний момент, компенсація моменту

A. Antonov, E. Michailyk

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

Selection rotor's parameters for electromechanical compensation system of gyroscopic moment in high-speed electric drive

Selection of the optimal speed and rotor geometry for gyroscopic moment compensator in high-speed electric drive with a large kinetic moment of the rotor is considered. Selecting is made on the basis of conditions to minimize weight, size and power of the compensator. Taking into account the cost of material for rotor compensator and the possibility of its use as a constituent element of the magnetic system of the drive unit. References 2, figures 6.

Key words: the high-speed electric drive, the gyroscopic moment, the kinetic moment, compensation of the moment.

Надійшла 7.07.2015

Received 7.07.2015

УДК 621.313.17

СПОСОБ ПЕРЕДАЧИ КОМАНД УПРАВЛЕНИЯ ПО СИЛОВЫМ ПРОВОДНИКАМ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ БЕСКОНТАКТНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

К.П. Акинин, канд. техн. наук, **В.Г. Киреев**, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна
e-mail: ak.k.p@yandex.ua, vkireev@ied.org.ua

Предложен способ передачи команд управления по силовым проводникам, соединяющим выход инвертора напряжения и исполнительный бесконтактный двигатель с постоянными магнитами. При воздействии на органы управления на корпусе исполнительного двигателя параллельно к статорной обмотке подключается схема для изменения характера нагрузки инвертора напряжения. При этом формируются импульсы тока, которые регистрируются с помощью датчика тока во входной цепи инвертора напряжения и используются для управления исполнительным двигателем. Предложены схемы для изменения характера нагрузки инвертора напряжения, приведены их математические модели и графики переходных процессов формирования импульсов команд управления. Библ. 5, рис. 12.

Ключевые слова: передача команд управления, связь по силовым проводникам, бесконтактный двигатель с постоянными магнитами, электромеханическая система, электропривод.

Введение. Одной из тенденций совершенствования современной техники является создание разнообразных по конструктивному исполнению и функциональному назначению бесконтактных двигателей с постоянными магнитами (БДПМ), применяемых в качестве исполнительных элементов электромеханических систем. Нередко блок управления системы может находиться на некотором удалении от исполнительного двигателя и органов управления им. Наличие большого количества соединительных проводников существенно снижает надежность системы. Особенно это актуально для ручного инструмента, где соединительные

силовые и сигнальные провода между блоком управления и исполнительным двигателем с органами управления подвергаются постоянным изгибающим нагрузкам, что приводит к быстрой выработке ресурса кабеля по количеству допустимых перегибов и выходу его из строя.

Одним из путей повышения надежности таких электромеханических систем являются минимизация количества проводников силового кабеля и совмещение функций подачи питания к исполнительному устройству и передачи команд управления посредством одних и тех же проводников.

При построении различных технических систем используются способы передачи информации по силовым проводникам с помощью специальных передающих и принимающих устройств [3, 4, 5]. При разработке электромеханических систем на основе БДПМ использование специальных активных приемопередающих устройств излишне из-за их относительной сложности.

Предлагается способ [2] передачи команд управления по силовым проводникам, соединяющих выход инвертора напряжения с исполнительным двигателем ручного инструмента, при котором посредством органов управления, размещенных на корпусе ручного инструмента, вносятся изменения в характер нагрузки инвертора напряжения путем подключения параллельно цепи статорной обмотки БДПМ дополнительной нагрузки. Возникающие при воздействии на органы управления изменения в форме кривой тока фиксируются с помощью датчика тока в звене постоянного тока инвертора напряжения, а сформированные в результате преобразования сигналы используются для управления БДПМ.

Целью статьи являются разработка функциональных узлов для изменения характера нагрузки в выходной цепи инвертора напряжения, управляющего БДПМ, и исследование режимов формирования команд управления.

Основное изложение. Поскольку нагрузкой инвертора напряжения является статорная обмотка БДПМ, имеющая индуктивный характер, то для внесения изменений в характер выходного тока инвертора напряжения необходимо кратковременное подключение параллельно к выводам обмоток емкостной нагрузки. Так как инвертор напряжения работает в импульсном режиме, то по переднему фронту каждого импульса напряжения может быть сформирован импульс зарядного тока конденсатора.

На рис. 1 и 2 показаны функциональные схемы одно- и трехфазной предлагаемых электромеханических систем, где ИП – источник питания; ИН – инвертор напряжения; ДТ – датчик тока; БР – блок регистрации изменений характера тока; СУ – система управления инвертором напряжения; ЭО – электрообмотка БДПМ; БИ1...БИ6 – блоки изменения характера нагрузки; Кн1...Кн6 – кнопки, используемые в качестве органов управления.

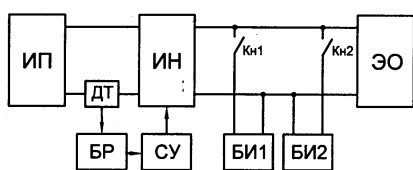


Рис. 1

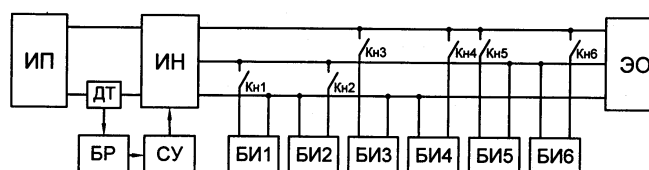


Рис. 2

Отметим дополнительные условия построения узлов для изменения характера нагрузки:

- для обеспечения возможности формирования большего количества команд между каждыми двумя парами параллельных выходных проводников инвертора напряжения следует включать по два блока. В эти блоки должны быть введены разнонаправленные диоды, каждый из которых будет функционировать на соответствующей полуволне переменного выходного напряжения инвертора;

- должны быть предусмотрены узлы для разряда конденсаторов, для чего могут быть использованы балластные резисторы или управляемые балласты со свойствами источника тока;

- цепочка для разряда конденсатора может быть включена постоянно или включаться только в паузах между импульсами выходного напряжения инвертора. Для этого в схему необходимо ввести дополнительный компаратор напряжения для управления цепью разряда.

На рис. 3–6 показаны четыре варианта принципиальных схем узлов для изменения характера нагрузки, где VD1 – основной диод; C_P – рабочий конденсатор; R_P – рабочий балластный резистор; VD2 – вспомогательный диод источника питания компаратора напряжения; C_1 – фильтрующий конденсатор источника питания; R_1 , R_2 , VT1 – резисторы делителя напряжения и маломощный транзистор, образующие компаратор напряжения для включения цепи разряда конденсатора в паузах между импульсами выходного напряжения инвертора; R_3 – подтягивающий резистор компаратора напряжения; VT2 – мощный транзистор для коммутации тока разряда конденсатора; VD3 – стабилитрон.

Схема, показанная на рис. 3, содержит минимальное количество элементов, однако рабочий балластный резистор включен всегда, поэтому здесь следует ожидать относительно большие электрические потери. В схеме, представленной на рис. 4, балластный резистор подключается с помощью транзистора VT2, включение которого осуществляется с помощью компаратора напряжения (R_1 , R_2 , VT1). Для обеспечения непрерывного питания подтягивающего резистора R_3 используется источник питания в виде диода VD2 и фильтрующего конденсатора C_1 .

В рассмотренных схемах разряд рабочего конденсатора C_P происходит по экспоненциальному закону. Очевидно, что разряд конденсатора должен осуществляться в паузах между импульсами выходного напряжения инвертора до определенной величины напряжения на рабочем конденсаторе. Уровень разряда может быть определен из соотношения

$$u_C^* = \exp\left(-\frac{1 - \gamma_{\max}}{R_P \cdot C_P \cdot f_K}\right), \quad (1)$$

где u_C^* – относительное напряжение на рабочем конденсаторе; γ_{\max} – максимальная величина скажности γ последовательности импульсов инвертора напряжения, при которой должно осуществляться формирование импульсов тока; f_K – частоты коммутации напряжения.

В схемах, показанных на рис. 5 и 6, предлагается разряжать конденсатор по линейному закону с помощью известной схемы источника тока [1], собранного на основе источника опорного напряжения (R_3 и VD3) и транзистора VT2 с резистором R_P в цепи эмиттера. В схеме, представленной на рис. 5, источник тока включен всегда. Поскольку это неэкономично, в схеме на рис. 6 предлагается включать источник тока только в паузах между импульсами выходного напряжения инвертора так же, как в схеме, показанной на рис. 4.

Перейдем к исследованиям предложенных схем. Полезным эффектом при работе каждой из них является сформированная последовательность импульсов тока, заряжающих рабочий конденсатор. При этом вредным побочным эффектом является рассеяние энергии в цепи разряда рабочего конденсатора. Таким образом, основными параметрами для оценки эффективности работы схемы являются два параметра: I_A – амплитуда тока во входной цепи схемы и $p_{\text{эл}}$ – потери в разрядной цепи конденсатора и вспомогательного резистора R_3 .

Примем следующие допущения: диоды VD1 и VD2, стабилитрон VD3, транзисторы VT1 и VT2 – идеальные ключи, источники тока в схемах (рис. 5 и 6) идеальные. При составлении математических моделей следует учитывать индуктивность и активное сопротивление входных цепей схемы. Поскольку цепи рассматриваемых схем и обмотка двигателя соединены

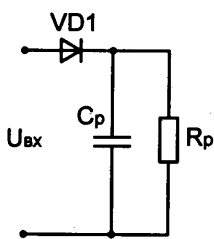


Рис. 3

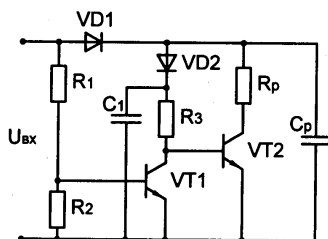


Рис. 4

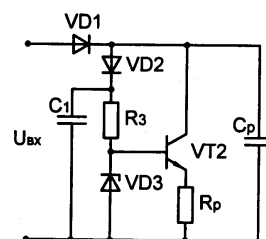


Рис. 5

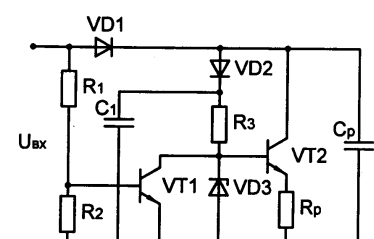


Рис. 6

параллельно, последние в дальнейших исследованиях учитываться не будут. Поскольку цепь смещения базы транзистора VT1 потребляет относительно маленькую мощность, то параметрами делителя напряжения R_1 и R_2 пренебрегаем, компаратор напряжения считаем идеальным.

С учетом принятых допущений запишем математическую модель схемы, показанной на рис. 3:

$$L_{\text{вх}} \frac{di_{\text{вх}}}{dt} = u_{\text{вх}} - R_{\text{вх}} \cdot i_{\text{вх}} - u_{Cp}, \text{ если } i_{\text{вх}} < 0, \text{ то } i_{\text{вх}} = 0; C_p \frac{du_{Cp}}{dt} = i_{\text{вх}} - \frac{u_{Cp}}{R_p}, \quad (2)$$

где $L_{\text{вх}}$ – индуктивность соединительных проводников; $R_{\text{вх}}$ – активное сопротивление входной цепи схемы, причем суммируются активные сопротивления шунта датчика тока, сопротивления ключей инвертора напряжения верхней и нижней групп в открытом состоянии, сопротивление силового кабеля, соединяющего выход инвертора и обмотки двигателя; $i_{\text{вх}}$ – ток во входной цепи схемы; u_{Cp} – напряжение на рабочем конденсаторе; $u_{\text{вх}} = k_1 \cdot U_{\text{ин}}$ – выходное напряжение инвертора, где k_1 – коэффициент, учитывающий работу инвертора напряжения; $U_{\text{ин}}$ – напряжение источника питания инвертора напряжения.

Запишем математическую модель схемы (рис. 4). Для ненулевого напряжения $u_{\text{вх}}$, равного напряжению $U_{\text{ин}}$ инвертора напряжения, имеем

$$L_{\text{вх}} \frac{di_{\text{вх}}}{dt} = u_{\text{вх}} - R_{\text{вх}} \cdot i_{\text{вх}} - u_{Cp}, \quad (3)$$

если $i_{\text{вх}} < 0$, то $i_{\text{вх}} = 0$;

$$(C_p + C_1) \frac{du_{Cp}}{dt} = i_{\text{вх}} - \frac{u_{Cp}}{R_p}, \quad (4)$$

если $u_{Cp} \geq u_{C1}$, при этом $u_{C1} = u_{Cp}$,

$$\text{или } C_p \frac{du_{Cp}}{dt} = i_{\text{вх}} \text{ и } C_1 \frac{du_{C1}}{dt} = -\frac{u_{C1}}{R_3}, \quad (5)$$

если $u_{Cp} < u_{C1}$, где u_{C1} – напряжение на конденсаторе C_1 вспомогательного источника питания.

Для нулевого напряжения на входе схемы имеем уравнения

$$C_p \frac{du_{Cp}}{dt} = -\frac{u_{Cp}}{R_p} \quad \text{и} \quad C_1 \frac{du_{C1}}{dt} = -\frac{u_{C1}}{R_3}. \quad (6)$$

Схему, показанную на рис. 5, рассматривать не будем, поскольку она лишена такого преимущества простоты, как схема на рис. 3, и характеризуется относительно высокими потерями.

Запишем математическую модель схемы, представленной на рис. 6. Для ненулевого напряжения на входе схемы уравнения совпадают с таковыми для предыдущего случая (4)–(6).

Для нулевого напряжения на входе схемы имеем уравнения

$$C_p \frac{du_{Cp}}{dt} = -I_{\text{ИТ}}, \text{ причем если } u_{Cp} \leq 0, \text{ то } u_{Cp} = 0, C_1 \frac{du_{C1}}{dt} = -\frac{u_{C1}}{R_3}, \quad (7)$$

где $I_{\text{ИТ}}$ – ток источника тока.

Исследования работы схем проведем при таких параметрах:

- для всех схем: $f_k = 16$ кГц; $L_{\text{вх}} = 1,57$ мкГн для кабеля длиной 2,4 м и сечением проводников $0,75$ мм²; с учетом сопротивления шунта датчика тока $0,15$ Ом, сопротивлений транзисторов верхней и нижней групп типа IRF9520N и IRL530N – $0,48$ и $0,1$ Ом, а также сопротивления кабеля $0,17$ Ом имеем $R_{\text{вх}} = 0,9$ Ом; $U_{\text{ин}} = 15$ В, $C_p = 0,22$ мкФ; $C_1 = 0,1$ мкФ;

- для схемы на рис. 3 коэффициент k_1 принимает следующие значения: 1 – включено, 0 – выключено; $R_p = 75$ Ом;

– для схемы на рис. 4 сопротивление резистора R_p определяется на основании соотношения (1): $R_p = -\frac{(1-\gamma_{\max})}{C_p \cdot f_K \cdot \ln(u_C^*)}$, причем при $u_C^* = 0,05$ и $\gamma_{\max} = 0,8$ имеем $R_p = 18,97$ Ом, принимаем стандартное значение $R_p = 20$ Ом; $R_3 = 1,5$ кОм;

– для схемы на рис. 6 ток источника тока определяется на основании соотношения $I_{\text{ИТ}} = \frac{u_{Cp} \cdot f_K \cdot C_p}{1-\gamma_{\max}}$ (параметр u_{Cp} в числителе означает, что напряжение на рабочем конденсаторе выше, чем величина $u_{\text{вх}}$), полагая $u_{Cp} = 20$ В, имеем $I_{\text{ИТ}} = 0,35$ А; резистор R_3 , имитирующий нагрузку цепи источника опорного напряжения источника тока, полагаем равным 1,5 кОм.

Наконец, приведем выражения для расчета потерь в схемах, представленных на рис. 3, 4 и 6 соответственно:

$$P_{\text{эл}} = \int_{T_{i-1}}^{T_i} \frac{u_{Cp}^2}{R_p} dt; \quad P_{\text{эл}} = \int_{T_{i-1}}^{T_i} \left(\frac{u_{C1}^2}{R_3} + R_p \cdot i_{Rp}^2 \right) dt; \quad P_{\text{эл}} = \int_{T_{i-1}}^{T_i} \left(\frac{u_{C1}^2}{R_3} + I_{\text{ИТ}} \cdot u_{Cp} \right) dt,$$

где T – период коммутации инвертора напряжения; i – номер отсчета; i_{Rp} – ток разряда конденсатора через рабочий резистор R_p .

На рис. 7–10 показаны кривые переходных процессов переменных u_{Cp} и $i_{\text{вх}}$ для схем на рис. 3 и 6 при $\gamma = 0,5$ на одном периоде коммутации, где t – время.

Рис. 7 и 8 демонстрируют процесс заряда и разряда рабочего конденсатора с помощью постоянно включенного балластного резистора и посредством коммутируемого источника тока. На рис. 9 и 10 показаны импульсы зарядного тока рабочего конденсатора. Очевидно, что внесение такого изменения в форму кривой выходного тока инвертора напряжения по-

зволит надежно зарегистрировать команду управления с помощью датчика тока.

На рис. 11 и 12 показаны зависимости величины амплитуды I_A тока во входной цепи схемы и электрических потерь $P_{\text{эл}}$ в зависимости от величины скважности γ последовательности выходных импульсов напряжения инвертора. Цифрами 1, 2 и 3 отмечены кривые для схем рис. 3, 4 и 6 соответственно. Анализ графиков подтверждает относительно низкую эффективность пер-

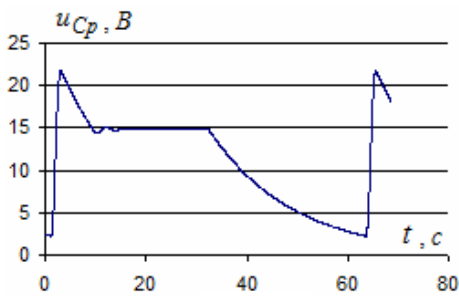


Рис. 7

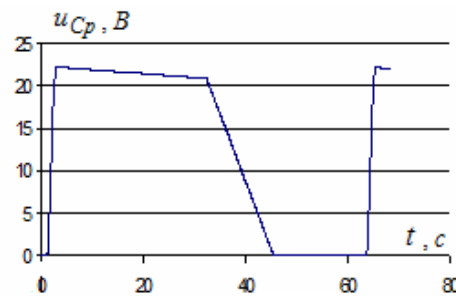


Рис. 8

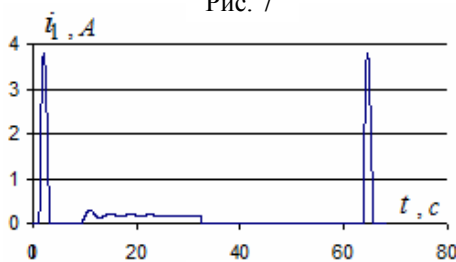


Рис. 9

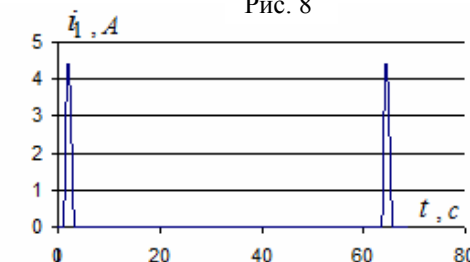


Рис. 10

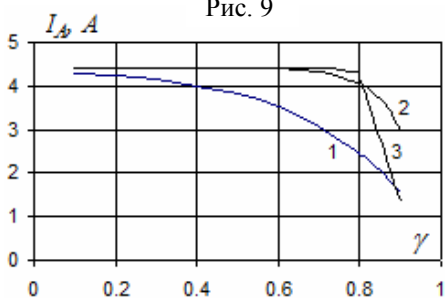


Рис. 11

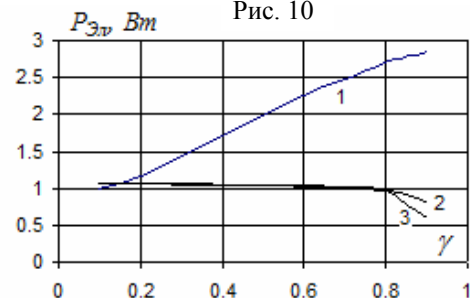


Рис. 12

вого варіанта. Другий і третій варіанти в діапазоні зміни скважності до 0,8 представляються рівноцінними. Однак слід відзначити деякі особливості. Амплітуда розрядного струму в третьому варіанті більше ніж в два рази менше, ніж во другому. Во другому варіанті електричні втрати розсіюються в достатньо потужному балластному резисторі, в третьому – в потужному транзисторі джерела струму, який працює в лінійній області, при цьому використання потужного резистора не вимагається. Таким чином, переважним для використання є останній варіант з розглянутих схем.

Висновки. Практика побудови електромеханічних систем на основі БДПМ і отримані результати підтверджують можливість реалізації описаного підходу при побудові електромеханічних пристроїв з виносними виконавчими двигачами і розміщеними на їх корпусі органами управління. Мінімізація кількості електричних провідників з'єднального кабелю дозволяє підвищити надійність роботи і технологічність виготовлення електромеханічних систем.

1. Хоровиц П., Хилл. Искусство схемотехники: В 2-х т. Т 1. – М.: Мир, 1986. – 598 с.
2. Пат. 101252 Україна. Масажний пристрій / К.П. Акинін, О.Є. Антонов, В.Г. Кіреєв. – Опубл. 25.12.2012, Бюл. № 24.
3. <http://pcb-admin.ru/stati/13-peredacha-signalov-upravleniya-po-shine-pitaniya>
4. <http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/ic/Telecontrolli/power/Plinius.htm>
5. <https://ru.wikipedia.org/wiki/PLC>

УДК 621.313.17

К.П. Акинін, канд. техн. наук. **В.Г. Кіреєв**, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

Спосіб передачі команд управління по силових провідниках виконавчих безконтактних двигачів з постійними магнітами

Запропоновано спосіб передачі команд управління по силових провідниках, що з'єднують вихід інвертора напруги та виконавчий безконтактний двигач з постійними магнітами. За умови впливу на органи керування на корпусі виконавчого двигача паралельно до статорної обмотки підключається схема для зміни характеру навантаження інвертора напруги. При цьому формуються імпульси струму, які реєструються за допомогою датчика струму у вхідному колі інвертора напруги та використовуються для керування виконавчим двигачем. Запропоновано схеми для зміни характеру навантаження інвертора напруги. Наведено їх математичні моделі та графіки перехідних процесів формування імпульсів команд управління. Бібл. 5, рис. 12.

Ключові слова: передача команд управління, зв'язок по силових провідниках, безконтактний двигач з постійними магнітами, електромеханічна система, електропривод.

K.P. Akynin, V.G. Kireyev

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

Mode of control command transmission over the power wires of executive permanent magnet brushless motors

This paper proposes a mode of control command transmission over the power wires connecting the voltage inverter output and the executive permanent magnet brushless motor. When turned on to the controls on the body of the executive motor, parallel to stator windings are connected the scheme to changing nature of the voltage inverter load. This generated current pulse that are registered by the current sensor in the voltage inverter DC link and used to control the executive motor. Schemes to change the nature of the voltage inverter load and theirs mathematical models was proposed. Graphs of current pulse transient responses was given. References 5, figures 12.

Key words: control command transmission, connection over the power wires, permanent magnet brushless motor, electromechanical system, electric drive.

Надійшла 11.08.2015

Received 11.08.2015