

*Афанасьев А.М.,
Еремина А.В.
(ДонГТУ, г. Алчевск, Украина)*

АНАЛИЗ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

На основі імітаційної моделі досліджені електромагнітні процеси і проведений аналіз енергоефективності роботи резонансного інвертора напруги на IGBT, в залежності від параметрів снабберних конденсаторів і значень часу між перемиканнями транзисторів силової стійки інвертора напруги.

Ключові слова: енергоефективність, IGBT, резонансний інвертор напруги, снабберні конденсатори.

На основе имитационной модели исследованы электромагнитные процессы и проведен анализ энергоэффективности работы резонансного инвертора напряжения на IGBT, в зависимости от параметров снабберных конденсаторов и значений времени между переключениями транзисторов силовой стойки инвертора напряжения.

Ключевые слова: энергоэффективность, IGBT, резонансный инвертор напряжения, снабберные конденсаторы.

Введение. Электротермические технологии с применением высокочастотных установок индукционного нагрева (УИН) в настоящее время находят все большее применение в различных сферах производства, начиная от получения и обработки полупроводниковых материалов до термической обработки цветных и черных металлов. Широкое использование УИН объясняется их высокими энергетическими характеристиками, надежностью, и технологической гибкостью – возможностью формирования требуемого распределения температурного поля за счет применения индукторов практически любой конфигурации, с целью обеспечения высокой эффективности реализации данной технологии.

Анализ исследований и публикаций. С появлением мощных, быстродействующих силовых полупроводниковых приборов, таких как MOSFET и IGBT, открываются новые перспективы в разработке высокочастотных преобразователей для индукционной обработки. В научных исследованиях, ведущихся по данному направлению, основное

внимание уделяется как усовершенствованию схемотехнических решений [1], так и разработке методов регулирования выходных параметров, отвечающих требованиям технологического процесса [2], [4], [5], [6]. При этом решаются задачи обеспечения требуемой точности и диапазона регулирования выходных параметров, уменьшения потерь мощности и улучшения массогабаритных показателей.

Применение современных IGBT модулей для источников питания УИН, работающих в диапазоне частот 10 – 150 кГц, позволяет создавать эффективные преобразователи с выходной мощностью единицы – сотни киловатт. Эффективность работы IGBT зависит от режимов переключения, при этом выделяют режимы жесткого HS и мягкого ZCS, ZVS переключений. Режимы мягкого переключения обеспечивают минимальные динамические потери, следовательно, более предпочтительны на высоких частотах.

Базовыми схемами для УИН принято считать резонансные инверторы, среди которых можно выделить резонансные инверторы напряжения (РИН) и резонансный инвертор тока (РИТ), соответственно с последовательной и параллельной емкостной компенсацией индуктивности нагрузки. С целью уменьшения динамических потерь в данных схемах используют режимы мягкого переключения. Для обеспечения режимов мягкого переключения, применяются формирователи траектории на базе RDC и LCD снабберов [4].

В ряде работ предлагаются способы повышения энергоэффективности РИН, обеспечивающие режимы ZCS и ZVS за счет применения оригинальных методов регулирования выходных параметров [2], [4], [5], [6]. В упомянутых выше методах, можно выделить два подхода достижения минимальных динамических потерь: обеспечением режима ZCS за счет автоматической подстройки частоты [4], и обеспечением режимов ZCS [5], [6] и ZVS [2] за счет синхронизации системы управления моментами перехода тока и напряжения через ноль. Для обеспечения высокой точности поддержания выходных параметров, в работе [6] предлагается адаптивный алгоритм управления с самовозбуждением, который обеспечивает оптимальную коммутацию транзисторов инверторного моста при изменяющихся параметрах индукционной системы. Данный способ предполагает включение силовых транзисторов проводящей диагонали моста по сигналу синхронизации в момент перехода тока колебательного контура через ноль и их выключение в момент, когда ток, протекающий через транзисторы, достигнет значения оптимального для коммутации.

Такое решение позволяет исключить сквозные токи в транзисторах силовых стоек, значения которых могут во много раз превышать токи нагрузки и, как следствие, существенно уменьшить динамические

потери. Во избежание сквозных токов вводят паузу между переключениями транзисторов силовой стойки, так называемое мертвое время (dead time - t_d), выполняя условие $t_d > t_t$, где t_t – время спада (time tail) «хвоста» коллекторного тока IGBT. Во время паузы транзистор выключается естественным образом при наличии динамических потерь. Уменьшить динамические потери выключения можно применяя цепи формирования траектории переключения IGBT. В инверторах напряжения, работающих с фиксированным временем t_d , для формирования траектории переключения применяют снабберные конденсаторы C_s , включенные либо параллельно силовым транзисторам, либо в диагональ моста. При этом, как было показано на примере применения регенеративного LCD снаббера [7], эффективность их применения будет зависеть от соотношения параметров снаббера и режимов работы преобразователя.

Постановка задачи. В данной работе поставлена задача построения имитационной модели резонансного инвертора напряжения на основе IGBT с формирователями траектории переключения и исследования с ее помощью эффективности работы инвертора при изменении параметров снабберных конденсаторов и длительности открытого состояния ключей с синхронизацией включения транзисторов по моментам перехода тока колебательного контура через ноль.

Целью исследования является определение диапазонов изменения параметров снабберных конденсаторов C_s и длительности защитного интервала t_d между переключениями транзисторов силовой стойки, при которых значения коэффициента полезного действия (КПД) инвертора максимальны.

Изложение материала и полученные результаты. Для оценки энергоэффективности работы РИН с формированием траектории переключения IGBT использовалась зависимость КПД от относительных коэффициентов K_t и K_C .

Относительный коэффициент использования защитного интервала K_t определяется по формуле

$$K_t = 2 \cdot \frac{t_d}{T_K}, \quad (1)$$

где t_d – длительность защитного интервала;

$T_K = 2\pi \cdot \sqrt{L_K \cdot C_K}$ – период колебательного контура;

где L_K – индуктивность нагрузки (индуктора);

C_K – емкость компенсирующего конденсатора.

Относительный коэффициент использования снабберных конденсаторов K_C определяется по формуле

$$K_C = \frac{C_S}{C_{GC}}, \quad (2)$$

где C_S – емкость снабберного конденсатора,
 C_{GC} – проходная емкость IGBT.

Исследование эффективности работы РИН с IGBT проводилось с помощью моделирования в среде OrCad 9.2. Для этого была разработана имитационная PSpice-модель преобразователя, представленная на рисунке 1.

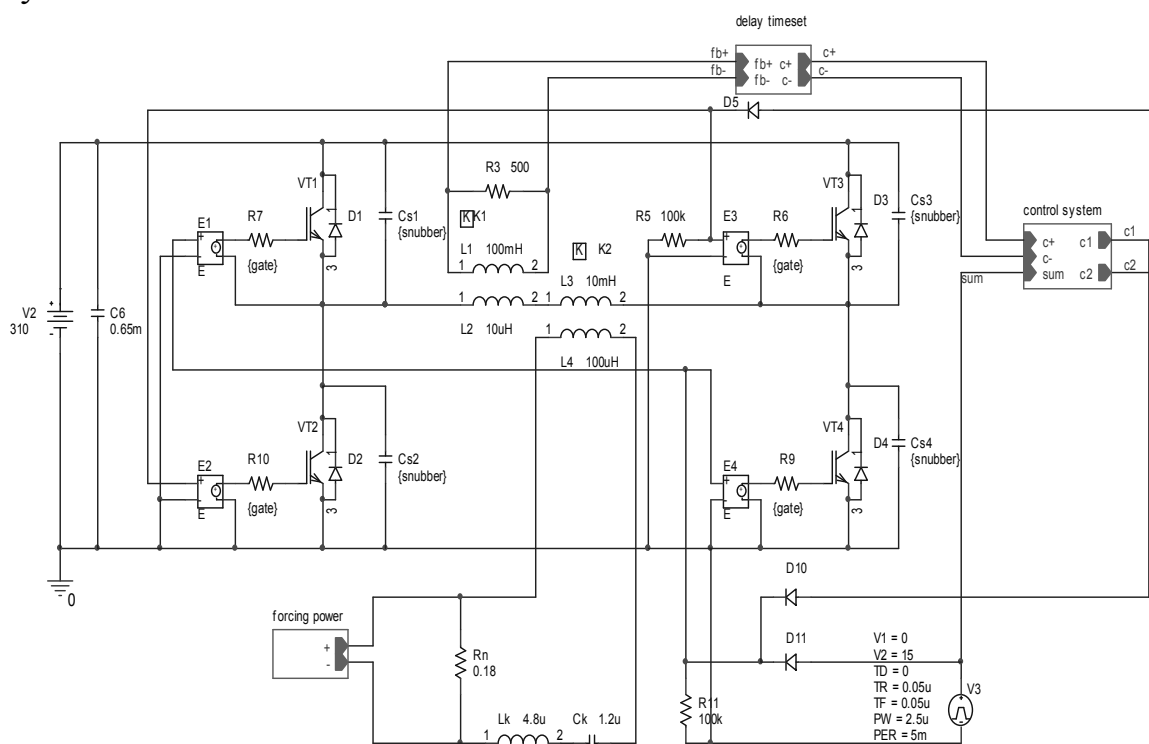


Рисунок 1 – Имитационная модель
резонансного инвертора напряжения

Силовая часть РИН в имитационной модели представлена мостовым инвертором на транзисторах VT1 – VT4 со встречно параллельными диодами VD1 – VD4. Формирование траектории переключения транзисторами осуществляется снабберными конденсаторами C_{S1} – C_{S4} . В диагональ моста включены трансформатор тока, представленный индуктивностями L1, L2 с шунтирующим резистором R3, и согласующий трансформатор, представленный индуктивностями L3, L4. Трансформатор тока предназначен для синхронизации системы управления по моментам перехода тока колебательного контура через ноль. Сигнал синхронизации корректируется блоком установки времени задержки (delay

timeset – DT) и поступает в систему управления, на имитационной модели представленную блоком (control system – CS). Согласующий трансформатор нормирует выходное напряжение инвертора, нагрузка которого представлена элементами R_n , L_k , C_k . Параллельно сопротивлению R_n подключен блок (forcing power – FP), предназначенный для плавного запуска автоколебательной системы. Для возбуждения автоколебаний в имитационной модели предусмотрен генератор одиночных импульсов V_3 , сигнал которого подается через диод D_{11} на блоки E_1 , E_4 , имитирующие драйверы транзисторов VT_1 , VT_4 . При этом, через открытые транзисторы VT_1 , VT_4 к нагрузке на короткое время подключается источник питания, на имитационной модели представленный элементами V_2 и C_1 , что приводит к возникновению гармонических колебаний в контуре L_k , C_k . Согласно алгоритму управления, на время пуска (несколько периодов колебательного контура) сопротивление нагрузки R_n шунтируется блоком FP, уменьшая затухания колебаний в этом контуре. Сигнал обратной связи по току контура через трансформатор тока и блок DT поступает в блок CS, где формируются импульсы управления соответствующими транзисторами с регулируемой длительностью защитного интервала t_d . Таким образом, реализуется алгоритм, при котором включение транзисторов происходит в момент перехода тока колебательного контура через ноль, а выключение – в момент времени, необходимый для формирования защитного интервала.

На рисунке 2 демонстрируются электромагнитные процессы, характерные для работы исследуемой схемы:

а) временные диаграммы сигналов управления U_{GE1} , U_{GE2} транзисторами VT_1 , VT_2 ,

б) временные диаграммы напряжения U_{CE1} и тока I_{C1} транзистора VT_1 ,

в) временные диаграммы мощности потерь P_{CE1} транзистора VT_1 .

Для наглядности выбраны три режима работы:

1 – управление инвертором без защитного интервала на переключение транзисторов силовой стойки;

2 – управление инвертором с введением защитного интервала между переключениями транзисторов силовой стойки;

3 – управление инвертором с введенным защитным интервалом между переключениями транзисторов силовой стойки и подключенными снабберными конденсаторами.

1-Управление без задержки на переключение

2-Управление с задержкой t_d

3-Управление с задержкой t_d и снабберными конденсаторами C_s

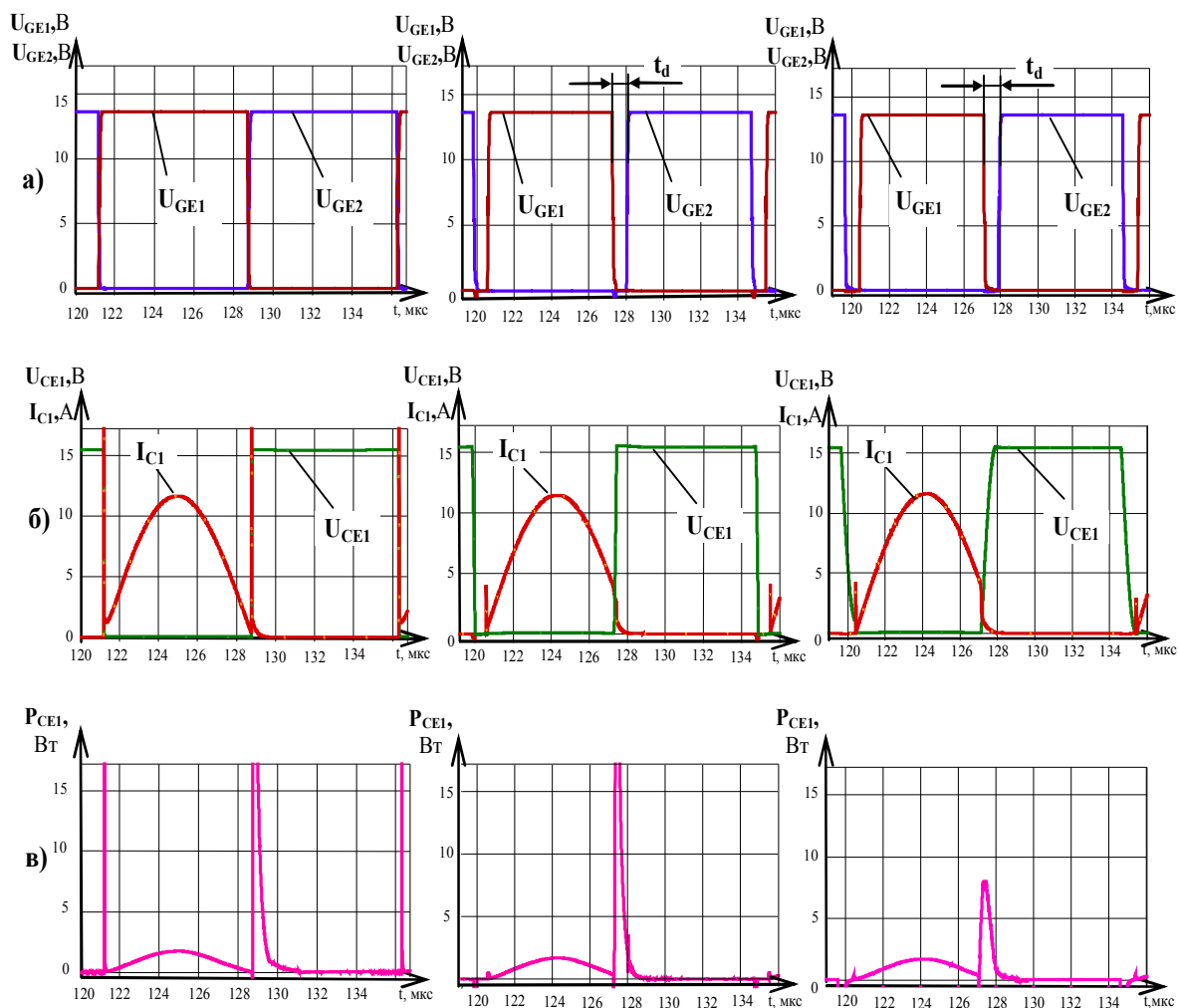


Рисунок 2 – Временные диаграммы, полученные при моделировании работы исследуемой схемы

Из временных диаграмм напряжения U_{CE1} и тока I_{C1} транзистора VT1 можно видеть, что для первого режима характерно наличие сквозных токов как в момент включения, так и при выключении (ряд - в), и как следствие – дополнительные динамические потери (ряд - г). Для второго режима наличие защитного интервала исключает сквозные токи и связанные с ними динамические потери на интервале включения, но остаются неизменными динамические потери выключения. Для третьего режима при наличии защитного интервала, в имитационной модели для формирования траектории переключения IGBT использовались снабберные конденсаторы $C_{s1} - C_{s4}$, в результате можно наблюдать уменьшение динамических потерь выключения.

Полученные результаты моделирования обработаны в среде MathCAD, выполнены расчеты и построен график зависимости КПД от относительных коэффициентов K_t и K_C , приведенный на рисунке 3.

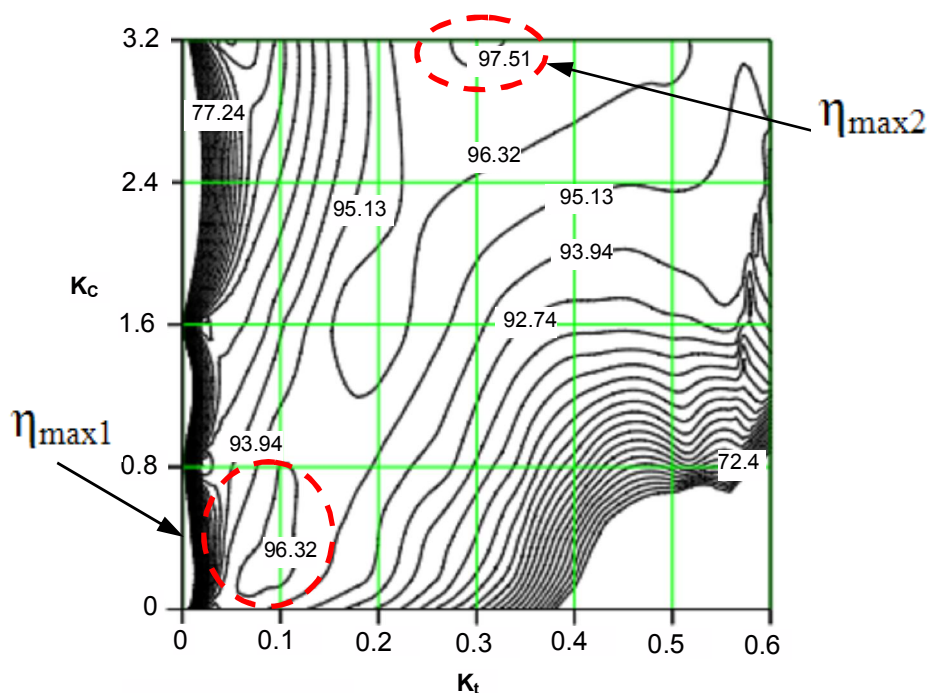


Рисунок 3 – График зависимости КПД от относительных коэффициентов K_t и K_C

В процессе моделирования величины снабберных емкостей $Cs1 - Cs4$ изменялись в диапазоне $0 - 24нФ$, а длительность защитного интервала изменялась в диапазоне $0 - 4 мкс$, что соответствует значению коэффициентов $K_C=0 - 3.2$ и $K_t=0 - 0.6$. При этом максимальные значения КПД достигались на двух участках η_{max1} и η_{max2} .

Принимая во внимание, что инвертор должен отдавать в нагрузку максимальную мощность при минимальных массогабаритных показателях, интерес представляет участок η_{max1} , отдельно показанный на рисунке 4, где максимальное значение КПД, ограниченное изолинией со значением $\eta=96,79$, достигается в диапазоне изменения относительных коэффициентов $K_C \approx 0.25 - 0.35$ и $K_t = 0.095 - 0.11$.

Исходными данными для проведения расчетов были приняты:

- напряжение источника питания $U_d=310В$;
- сопротивление загрузки $R_n=0,18 Ом$;
- значение индуктивности нагрузки $L_k=4.8 мкГн$;
- значение компенсирующей емкости $C_k=1,2 мкФ$.

При этом мощность, отдаваемая в нагрузку, составляла 4 кВт.

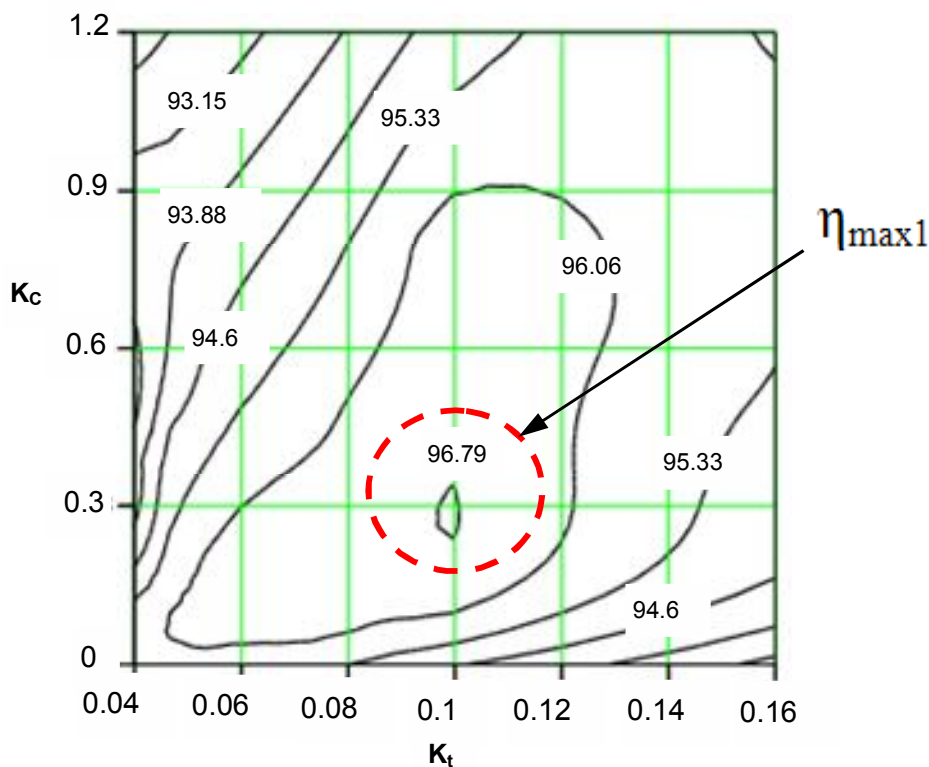


Рисунок 4 – График зависимости КПД от относительных коэффициентов K_t и K_c (участок $\eta_{\max 1}$)

Выводы.

1. Получены и проанализированы зависимости коэффициента полезного действия от относительных коэффициентов K_c и K_t , учитывающих соотношения значений снабберных конденсаторов к проходной емкости исследуемого IGBT, и длительности защитного интервала времени к полупериоду колебательного контура.

2. Для исследуемой схемы РИН определено оптимальное соотношение значений снабберных конденсаторов и времени защитного интервала t_d между переключением IGBT, при котором возможно повышение КПД с минимальным ухудшением массогабаритных показателей.

Библиографический список

1. Силкин Е. Применение нулевых схем инверторов тока с квази-резонансной коммутацией /Е. Силкин // Силовая электроника.– 2005. – № 3. – с. 84-88.
2. Заявка 2008130766, РФ, МКИ H02 M 5/458. Способ управления параллельным инвертором напряжения / Е. М. Силкин. - Б. И., 2008. – № 18.

3. *Smith K. M. Properties and synthesis of passive, lossless soft switching PWM converters / K. M. Smith, K. M. Smedley // Proc. IEEE-EPMC'97. – 1997. - pp. 1–8.*

4. *Юрченко М.М. Модель резонансного транзисторного інвертора напруги з низькочастотною імпульсною модуляцією / М.М. Юрченко, В.Я. Гуцалюк., П.Ю. Герасименко., І.О. Слесаревський // Техн. електродинаміка. – 2011.– №1. – С. 24 – 30.*

5. *Земан С.К. Кодово-импульсный способ регулирования технологического параметра преобразователя частоты установки индукционного нагрева / С.К. Земан., О.Е. Сандырев. - Известия ТПУ, 2007. – Т.310, №1. – С. 191-196.*

6. *Тихомиров И.С. Адаптивный алгоритм самовозбуждения транзисторного инвертора напряжения для установок индукционного нагрева / И.С. Тихомиров, А.С. Васильев, Д.А. Патанов // Журнал научных публикаций аспирантов и докторантов. –2008. – №8. – С. 262-267.*

7. *Афанасьев А.М., Анализ эффективности работы IGBT с регенеративным LCD снаббером / А.М. Афанасьев В.И.Ушаков // Сборник научных трудов Донбасского государственного технического университета. – Вып. 32. – Алчевск: ДонГТУ, 2010. – С. 434-443.*

Рекомендовано к печати д.т.н., проф. Заблоским Н.Н.