

УДК 691.321.25

**Н. В. Захарченко, В. В. Корчинский, Б. К. Радзимовский**  
Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова, г. Одесса  
Кафедра информационной безопасности и передачи данных  
E-mail: [vladkorchin@rambler.ru](mailto:vladkorchin@rambler.ru)

## ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТАЙМЕРНЫХ СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

### *Аннотация*

*Захарченко Н.В., Корчинский В.В., Радзимовский Б.К. Эффективность использования таймерных сигнальных конструкций в системах передачи с кодовым разделением каналов. Произведена оценка эффективности использования таймерных сигнальных конструкций в индивидуальных каналах с ограниченной полосой частот отдельных абонентов систем с кодовым разделением каналов.*

**Ключевые слова:** канал, кодовое разделение, таймерная сигнальная конструкция, чип, сигнатура, прием.

### **Введение.**

Широкополосная передача и кодовое разделение сигналов повсеместно применяются в действующих радиолокационных, радионавигационных и телекоммуникационных системах [1]. В современных беспроводных приложениях чаще всего для формирования широкополосных сигналов (ШПС) используется метод прямого расширения спектра (ПРС). Расширение спектра сигнала происходит на основе применения ортогональных псевдослучайных последовательностей (ПСП), близким по своим свойствам к шумоподобным сигналам, в которых длительность элементов, называемых чипами, намного меньше времени передачи бита сообщения [1].

В системах с кодовым разделением каналов (КРК) имеется некоторое количество источников цифрового сигнала, использующих избыточные коды, и соответствующее им количество двоичных каналов с ограниченной полосой пропускания  $\Delta F$  и минимальной базой сигнала  $B = \Delta F t_0 = 1$ . Сигналы абонентов объединяются в групповой сигнал и им предоставляется возможность одновременной работы в общей полосе частот. Для возможности разделения каналов каждый двоичный элемент исходного сигнала в индивидуальных каналах заменяется соответствующей ПСП, разной по структуре, но равной длительности в чипах для каждого канала. В ПСП длительность отдельного чипа (сигнала минимальной длительности)  $t_{\text{ч}}$  намного меньше времени передачи бита сообщения  $t_0$  в индивидуальном канале. Следовательно, ширина спектра группового сигнала определяется длительностью  $t_{\text{ч}}$ . С целью обеспечения эффективности корреляционного приема в каждом индивидуальном канале на приемной стороне отдельные элементы (посылки) индивидуальных каналов должны быть синхронизированы между собой.

В каждый момент времени с частотой поступления чипов анализируются одновременно сигналы всех индивидуальных каналов. Результаты этого анализа поступают на сумматор, с выхода которого снимается многопозиционный по уровню сигнал. При наличии  $N$  каналов с уровнем сигнала  $U_0$  диапазон изменения суммарного уровня многопозиционного сигнала находится в пределах значений  $-(U_0 \times N) \div +(U_0 \times N)$ .

Для примера на рис. 1 показано формирование группового сигнала от трех источников двоичных сигналов с  $U_0=1$ .

Сигнал 1-го источника	1						1							$\epsilon$
	-1													
ШПС 1	1		1			1		1	1		1			$\epsilon$
	-1	-1		-1	-1		-1			-1		-1		
ШПС 2	1									1	1	1	1	$\epsilon$
	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1						
ШПС 3	1	1			1	1						1	1	$\epsilon$
	-1		-1	-1			-1	-1	-1	-1				
Групповой сигнал	1	-1	-1	-3	-1	1	-3	-1	1	-1	3	1		$\epsilon$
	-1													
	-2													
	-3													

Рисунок 1 – формирование группового сигнала в системе с КРК

Повышение помехоустойчивости и объема передаваемой информации является одной из важнейших задач, поэтому актуальным является поиск и исследование сигнальных конструкций, позволяющих увеличить эффективность использования индивидуальных каналов в системах передачи с КРК.

В статье дана оценка эффективности применения таймерных сигнальных конструкций (ТСК) в системах с КРК.

**Повышение эффективности разделения каналов**

Как указывалось во введении, каждому индивидуальному каналу соответствует «своя» псевдослучайная последовательность, называемая сигнатурой. Надежность разделения каналов определяется двумя факторами:

- 1) длиной сигнатуры (числом чипов – разрядов сигнатуры) на интервале единичного элемента в индивидуальных каналах;
- 2) ортогональностью сигнатур, которые могут являться подмножеством множества последовательностей Уолша или других функций.

Вопросы выбора и обеспечения ортогональности сигнатур освещены в [1].

Следует заметить, что если для замены каждой «1» в исходном двоичном потоке данных используется некоторая сигнатура определенной длины, то для замены «-1» применяют ту же сигнатуру, но с инвертированием чипов в данной ПСП. Использование прямой и инвертированной сигнатуры обеспечивает не только определение полярности передаваемых посылок, но и позволяет регистрировать их передние и задние фронты при корреляционном приеме в каждом индивидуальном канале.

Многопозиционный сигнал с выхода сумматора поступает на групповой модулятор, который на выходе обеспечивает  $2N$  уровней информационного параметра (амплитуды, частоты или фазы). Чаще всего передача группового сигнала осуществляется с помощью одного из видов фазовой модуляции [1].

На приемной стороне за счет использования многопорогового устройства, имеющего  $2N$  порогов, осуществляются прием группового сигнала. Сигнал абонента получаем путем перемножения оцифрованного сигнала с известной абоненту сигнатурой. При этом сигналы

других пользователей с их сигнатурами воспринимаются как аддитивные шумы для данного канала [1].

Предполагая линейность системы и наличие идеальной синхронизации в каналах на рис. 2 показано выделение элементарных посылок первого индивидуального канала из группового сигнала при корреляционном приеме.

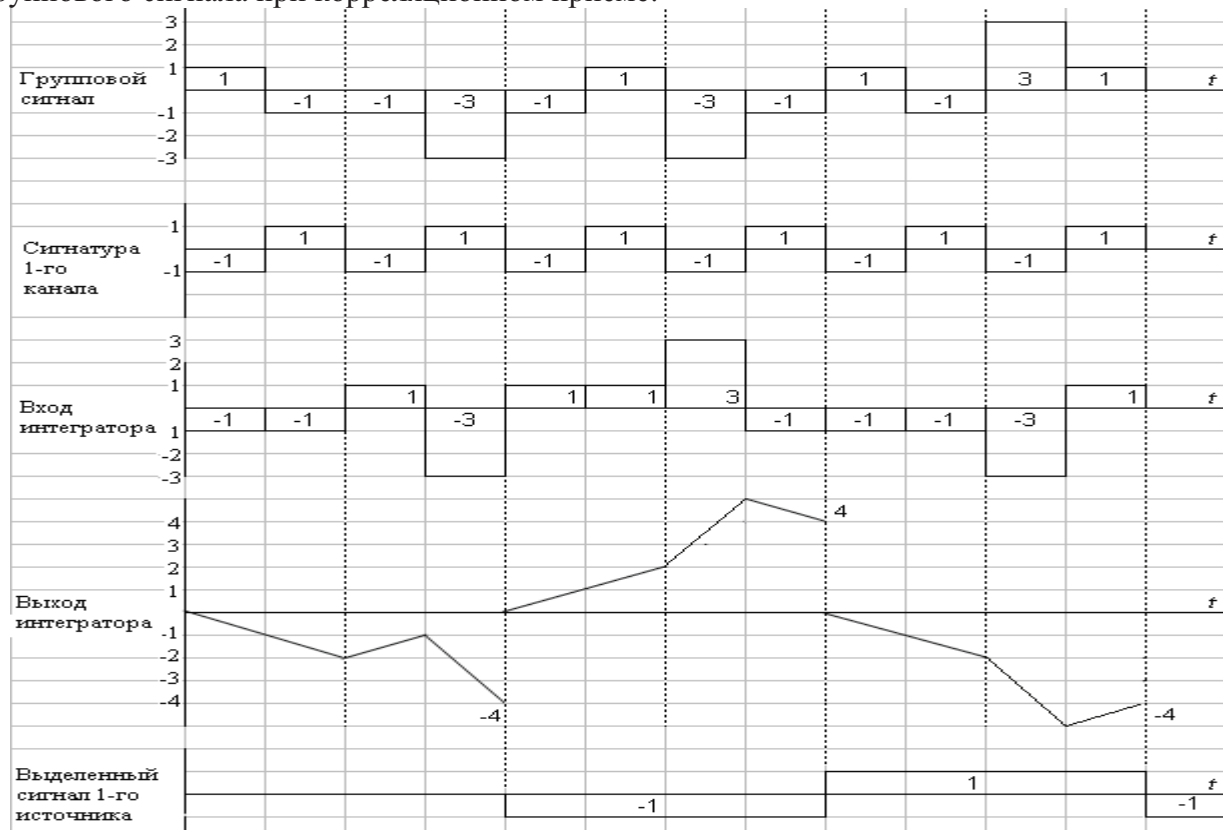


Рисунок 2 – выделение сигнала 1-го источника в системе с КРК

Каждый разряд группового сигнала одновременно умножается на соответствующий элемент «своей» прямой (используемой на передаче для замены «+ 1») сигнатуры, получаем многопозиционный сигнал, в котором заложена информация индивидуальных каналов. Результаты каждого умножения с учетом амплитуды и значения полярности интегрируются в накопителях в пределах одного периода последовательности. В конечном счете, по окончании периода сигнатуры на выходе интеграторов формируются максимальные уровни напряжения, полярность которых будет соответствовать полярности принятых посылок «1» или «-1» в каждом индивидуальном канале.

Попытка разделения многопозиционного сигнала с использованием сигнатур не используемых на передаче не приведет к положительному результату, так как значения для каждого периода интегрирования будут нулевыми.

**Увеличение объема передаваемой информации за счет применения таймерных сигналов в индивидуальных каналах.**

Во введении сказано, что индивидуальные двоичные каналы имеют базу  $B = 1$  и используют избыточный код. Известно [2], что эффективность использования двоичного канала можно повысить за счет таймерного метода формирования сигнальных конструкций на заданном интервале  $n$ - элементного избыточного кода. Сигнальный алфавит бинарных ТСК для каждого индивидуального канала формируется на интервале времени  $T_c = nt_0$  ( $t_0$  – величина, обратная полосе пропускания канала  $\Delta F$ ) при базовом элементе  $\Delta$  ( $\Delta = t_0/s$   $s \in 1; 2; 3; \dots k$  – целые числа).

Пример формирования сигнального алфавита бинарных ТСК на интервале времени  $T_c = 7t_0$  при базовом элементе  $\Delta$  показан на рис. 3.

Каждый значащий момент модуляции (ЗММ) может занимать на интервале формирования ТСК позиции, расположенные на расстоянии  $k\Delta \geq t_0$  друг от друга по отношению к предыдущему, причем  $\Delta$  определяется как минимальное расстояние между соседними положениями одного ЗММ в разных конструкциях. Информация о передаваемом сообщении, переносимая ТСК, содержится в номере временной позиции, занимаемой ЗММ.

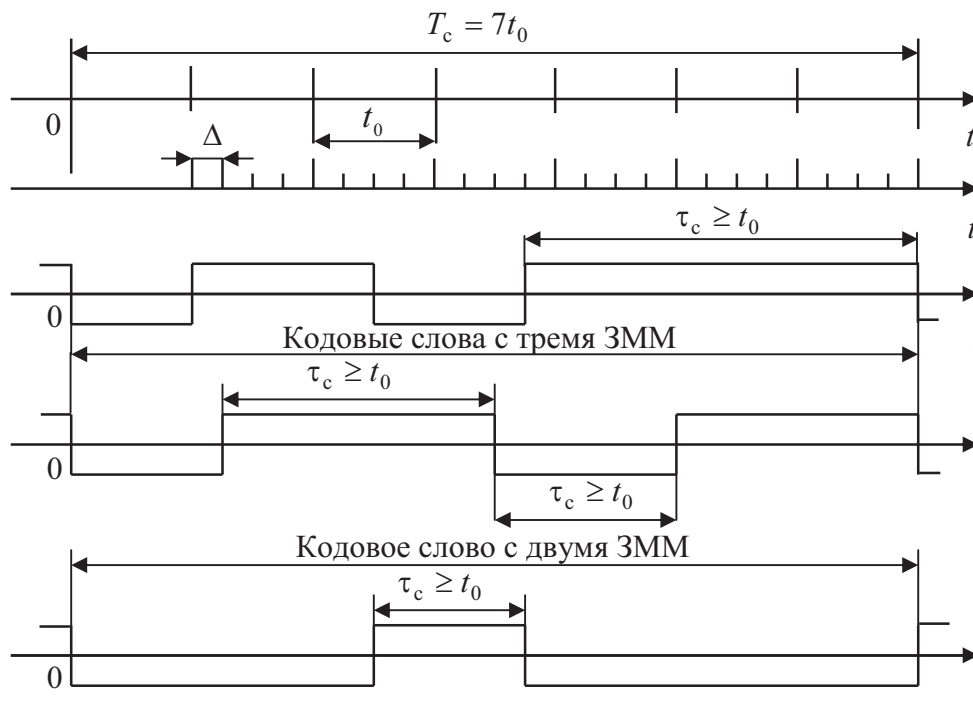


Рисунок 3 – формирование сигнального алфавита бинарных ТСК на интервале времени  $T_c = 7t_0$  при базовом элементе  $\Delta$

Из рисунка видно, что в каждой сигнальной конструкции сигнал с длительностями  $\Delta$  в канал не передается. Однако длительность элемента  $\Delta$  учитывается, когда на приеме производится оценка поступившей конструкции в сравнении со всеми возможными реализациям.

Так как величина  $\Delta < t_0$ , то увеличение пропускной способности системы возможно, если число реализаций сигнала  $N_p$  на интервале  $nt_0$  больше  $2^n$ . При заданном  $s$  ( $s = t_0/\Delta$ ) на интервале  $n$  единичных элементов мощность сигнального алфавита бинарных ТСК [3] составляет

$$N_p = \sum_{i=1}^n C_{ns-i(s-1)}^i, \quad (1)$$

где  $i$  – число информационных ЗММ в сигнале.

В гауссовом канале вероятность ошибочного приема  $P_{ош}$  конструкции определяется значением  $s$  и среднеквадратичным отклонением  $\sigma$  ЗММ, что в свою очередь зависит от отношения сигнал/шум в канале  $h$  и среднего количества переходов  $\bar{i}$ .

Учитывая, что с увеличением  $s$  растет не только число реализаций  $N_p$ , но и вероятность ошибочного их приема  $P_{ош}$ , то для каждого канала можно определить значение  $\Delta$ , при котором достигается максимальная пропускная способность системы. При этом

каждая конструкция сигнала на интервале  $T_c = nt_0$  представляет собой одну из реализаций многопозиционного сигнала. Тогда значение пропускной способности на одну посылку

$$C_m = \frac{1}{m} [\log_2 N_p - H_n] \text{ дв.ед.}, \quad (2)$$

где  $H_n$  - потери в канале за счет неопределенности в приеме кодовой сигнальной конструкции

$$H_n = - \left[ p_B \log p_B + \left( (1 - p_B) \log \frac{1 - p_B}{N_{p\Sigma-1}} \right) \right]; \quad (3)$$

$$p_B = \left[ 2F \left( \frac{\Delta}{2\sigma} \right) \right]^i, \quad (4)$$

где  $p_B$  – вероятность правильного приема сигнальной конструкции.

На рис. 4 приведены зависимости пропускной способности канала с различными значениями  $h$  как функции от  $s$  (кривые 1 – 3 для  $h = 7,5$  и  $m = 8, 6, 5$  соответственно, кривые 4 – 6 для  $h = 5,5$  и  $m = 8, 6, 5$  соответственно). Анализ этих зависимостей показывает, что для каждого значения  $h$  имеются зоны значений  $s$ , при которых  $C_m$  будет максимальным на одну посылку.

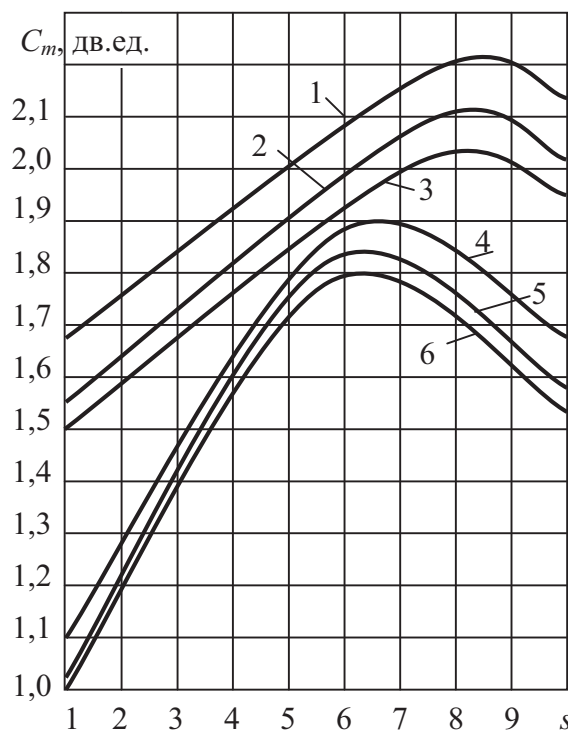


Рисунок 4 – зависимость пропускной способности канала  $C_m = f(s)$  при  $h = \text{const}$ ,  $m = \text{const}$

При использовании в индивидуальном канале сигналов ТСК отсутствует согласованность окончаний элементарных посылок, так как ЗММ в каждом индивидуальном канале могут находиться в любом месте на интервале больше  $t_0$  по отношению к предыдущему ЗММ. Поскольку каждый индивидуальный канал при использовании ТСК ориентирован на смену полярности сигнала, то в индивидуальной части на приеме должно быть устройство, определяющее смену полярности ЗММ.

В табл. 1 приведено количество реализаций ТСК с различным числом информационных ЗММ и среднее значение числа ЗММ при разных значениях  $s \in (1...20)$  и  $T_c = 8t_0$ ;  $T_c = 10t_0$ .

Из таблицы видно, что на одном и том же интервале  $T_c$  можно сформировать намного больше реализаций ТСК, чем сигналов простого двоичного кода ( $N = 2^n$ ). Например, при формировании ТСК на интервале  $T_c = 8t_0$  (одного байта) и  $s = 5$  число возможных реализаций  $N_p = 38739$ . Такое количество реализаций можно получить только с помощью двоичного кодового слова с  $n = \lfloor \log_2 38739 \rfloor = 15$  элементов. Следовательно, эффективная скорость передачи, то есть количество передаваемой информации на интервале  $T_c$  увеличивается.

Таблица 1 – Количество реализаций ТСК с различным числом информационных ЗММ и среднее значение числа ЗММ при разных значениях  $s \in (1...20)$  и  $T_c = 8t_0$ ;  $T_c = 10t_0$ .

$s \backslash n$	1	2	3	4	5	10	15	20
8	255	1596	5895	16492	38739	735450	4952841	20628612
	4,02	4,3	4,5	4,67	4,76	5,11	5,3	5,49
10	1023	10945	58424	217224	644760	27042520	$3,02 \cdot 10^8$	$1,83 \cdot 10^9$
	5	5,4	5,67	5,85	6	6,44	6,68	6,83

Таким образом, использование кодека ТСК позволяет на одном и том же интервале  $T_c$  сформировать больше разрешенных ТСК, чем сигнальных конструкций при РЦК ( $N = 2^n$ ).

Предположим, что в качестве помехоустойчивого кода в индивидуальном канале на временном интервале  $T_c = 9t_0$  сформирован 9-элементный код Слепяна (9, 5) с кодовым расстоянием  $d = 3$ , исправляющий однократные ошибки [4]. Но, на этом же интервале  $T_c = 9t_0$ , в соответствии с формулой (1), даже для  $s = 3$  можно получить 18560 реализаций ТСК, эквивалентных 14-элементным бинарным кодовым словам. Следовательно, на интервале  $T_c < 9t_0$  можно реализовать 13-элементный код Слепяна (13, 5) с кодовым расстоянием  $d = 5$ , позволяющий исправлять двукратные ошибки.

В качестве примера рассмотрим ТСК при использовании кода Слепяна (13, 5) в канале Гильберта.

Для оценки эффективности избыточного кода при использовании ТСК будем считать, что  $\Delta = 0,33t_0$  ( $s = 3$ ), а расчетная величина среднеквадратичного отклонения ЗММ  $\sigma_0 = 0,017t_0$  [3].

С учетом значений  $\sigma_0$  и  $\Delta$  рассчитаем вероятность ошибочного приема одного ЗММ  $P_{\text{ош}}^{(1)}$  для «хорошего» состояния канала

$$P_{\text{ош}}^{(1)} = 2 \cdot \left[ 0,5 - \Phi \left( \frac{\Delta}{2 \cdot \sigma_0} \right) \right] = 2 \cdot \left[ 0,5 - \Phi \left( \frac{0,33}{2 \cdot 0,017} \right) \right] = 5,8 \cdot 10^{-7}.$$

Следовательно, вероятность правильного приема одного  $P_{\text{пр}}^{(1)}$  ЗММ в сигнальной конструкции ТСК в «хорошем» состоянии  $P_{\text{пр}}^{(1)} = 1 - P_{\text{ош}}^{(1)} = 0,99999942$ .

Поскольку используются сигнальные конструкции с разным числом ЗММ  $i \in 1...5$ , среднее значение числа ЗММ



$$\bar{i} = \frac{\sum_{i=1}^m i \cdot C_{mS-i(S-1)}^i}{\sum_{i=1}^m C_{mS-i(S-1)}^i}$$

составляет  $\bar{i} \approx 4$ , тогда вероятность правильного приема конструкции  $P_{\text{пр}} = (0,99999942)^4 = 0,99999768$ .

Учитывая, что ТСК несет информацию о 13-элементной комбинации разрядно цифрового кода (РЦК), вероятность правильного приема одного элемента после перекодирования ТСК в РЦК (в «хорошем» состоянии канала)

$$P_{\text{пр}}^* = \sqrt[13]{P_{\text{пр}}} = 0,99999982.$$

Вероятность ошибочного приема элемента в «хорошем» состоянии после перекодирования ТСК в РЦК  $P_{\text{ош}}^* = 1,8 \cdot 10^{-7}$ .

Так как предложенный код (13, 5) позволяет исправлять двукратные ошибки, то доля неисправленных ошибок составит 0,1 от всех ошибок с учетом «плохого» состояния канала. В то время как после исправления однократных ошибок кодом (9, 5), доля неисправленных ошибок была 0,42 [3].

**Вывод.** Проведенные исследования и анализ показали, что за счет использования ТСК в индивидуальной части каждого канала системы с кодовым разделением возможно в целом повысить скорость передачи системы с КРК в  $1,4 \times N$  раз или повысить качество приема в индивидуальных каналах.

#### Литература

1. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов Принципы и приложения: пер. с англ. / В.П. Ипатов. – М.: Техносфера, 2007. – 487 с.
2. Захарченко Н.В. Основы кодирования: учебное пособие / Н.В. Захарченко, А.С. Крысько. – Одесса, УГАС им. А.С. Попова, 1999. – 240 с.
3. Захарченко М.В. Системи передавання даних Завадостійке кодування / М.В. Захарченко. – Одеса : Фенікс, 2009. - Т. 1. – 447 с.
4. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки: пер. с англ. / Р. Блейхут. – М.: Мир, 1986. – 576 с.

Надійшла до редакції:  
01.02.2011

Рекомендовано до друку:  
д-р техн.наук, проф. Скобцов Ю.О.

#### Abstract

*Zaharchenko M.V., Korchinsky V.V., Radzimovsky B.K. Efficiency of using timer signal constructions in the code division multiplexing systems. An evaluation of the effectiveness of the use of timer signal constructions in the individual subscriber channels with limited bandwidth of code division multiplexing system was made.*

*Keywords: channel, code division, timer signal constructions, chip, signature, reception.*

#### Анотація

*Захарченко М.В., Корчинський В.В., Радзімовський Б.К. Ефективність використання таймерних сигнальних конструкцій в системах передачі з кодовим розділенням каналів. Дана оцінка ефективності використання таймерних сигнальних конструкцій в індивідуальних каналах з обмеженою смугою частот окремих абонентів систем з кодовим розділенням каналів.*

**Ключові слова:** канал, кодове розділення, таймерна сигнальна конструкція, чіп, сигнатура, прийом.

© Захарченко Н.В., Корчинський В.В., Радзімовський Б.К., 2011