

Влияние размера ресурсного блока сигнала OFDM на показатели качества работы сетей стандартов LTE и McWILL

О.А. Шорин, генеральный директор ООО «НСТТ», профессор, д.т.н.; oshorin@gmail.com

Г.О. Бокк, директор по науке ООО «НСТТ», д.т.н.; bokkg@yandex.ru

УДК 621.396

Аннотация. Выполнен анализ влияния размера ресурсного блока (RB) сигнала OFDM на качество работы сетей 4G. Для режима цифрового обмена предложена методика и показатель эффективности, позволяющие учесть влияние размера RB на скорость обмена и вероятность перегрузок (GoS). Установлено, что дискретизация в два RB, применяемая при распределении ресурса в LTE, слишком велика. Это может приводить к потере производительности и росту GoS. В McWILL размер дискретизации распределения устанавливается с точностью до RB/8. Показано, что в этом случае потеря производительности не возникает.

Ключевые слова: OFDM, ресурсный блок, McWILL, LTE, GoS, марковский процесс.

ВВЕДЕНИЕ

Организация отдельного соединения в сотовых сетях связи реализуется на основе регламентированных правил, осуществляющих выделение определенной доли свободного ресурса радиоканала для оказания услуг, запрошенных абонентом. После завершения работы выделенный ресурс возвращается в свободное состояние. Наиболее заметное влияние на общую производительность сети оказывает размер рабочей полосы радиоканала. Но одновременно с этим большое значение имеет и правило распределения ресурса радиоканала.

В сетях связи 4G используются сигналы OFDM, охватывающие весь доступный ресурс радиоканала. Структура этих сигналов состоит из ресурсных блоков (RB). Указанные RB применяют в качестве единицы измерения при распределении ресурса абонентам. Минимальная дискретная часть распределения (МДЧР) ресурса спектра жестко увязана с размером RB в частотной области. Поэтому вопрос влияния МДЧР (или RB) на производительность и другие ключевые показатели работы сетей 4G имеет важное значение. Но опубликованных материалов на эту тему обнаружить не удалось, что послужило причиной проведения специальных исследований и изложения полученных результатов в данной статье.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Разработанные в недавнее время коды TURBO [1–3] и LDPC [3, 4] показали очень высокие характеристики, вплотную приближающие реальную пропускную способность радиоканала к границе Шеннона [5]. В результате граница пропускной способности Шеннона из отдаленного предела превратилась не только в конкретный технологический показатель, но и в активный инструмент. Действительно, добиваясь условий, повышающих границу Шеннона, можем говорить о том, что применение TURBO-LDPC кодирования обеспечивает

практически такое же повышение производительности канала, как и наблюдаемый прирост границы Шеннона.

В сетях LTE и McWILL (последней версии) предполагается использование TURBO кодирования, что открывает возможность анализа радиоинтерфейсов указанных сетей с помощью показателя пропускной способности по Шеннону. При этом необходимо учитывать технологические особенности работы радиоканала в сетях LTE и McWILL, предопределяющие размер радиочастотной полосы (спектра), выделяемой для организации отдельного абонентского соединения, а также допустимые виды модуляции.

Формула Шеннона при оценке предельной скорости для безошибочной передачи информации C (бит/с) по каналу связи с шумом с полосой Π (Гц), имеет вид:

$$C(\Pi) = \Pi \log_2 \left(1 + \frac{P_s}{\Pi N_0} \right), \quad (1)$$

где P_s — мощность полезного сигнала (Вт); N_0 — односторонняя спектральная плотность мощности шума в рабочей полосе радиоканала (Вт/Гц = Дж). В (1) отсутствует зависимость от замираний радиосигнала, поскольку они усредняются из-за предположений сколь угодно больших задержек и сколь угодно длинных кодовых последовательностей. На практике это условие не может быть выполнено. Поэтому при расчете уровня мощности полезного сигнала P_s приходится вычитать запас на замирания, составляющий от 1 до 7 дБ в зависимости от модели.

Для расчета односторонней спектральной плотности шума N_0 можно воспользоваться формулой Найквиста [6], которая для диапазона радиочастот имеет вид:

$$N_0 = FkT,$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К° — постоянная Больцмана; T —

температура среды, в которой организован канал связи, в градусах по шкале Кельвина; F — безразмерный коэффициент (шум-фактор), показывающий во сколько раз реальный шум больше значения kT , соответствующего идеальным условиям приема (с охлажденным до абсолютного нуля усилителем и при отсутствии дополнительных шумов от усилительных элементов).

В англоязычной литературе шум-фактор F принято обозначать NF (Noise Figure) и записывать в единицах дБ. Так как в сотовых сетях связи не применяют дополнительное охлаждение малошумящих усилителей в приемных трактах (по технологическим и экономическим причинам), то NF всегда составляет более 3 дБ. Дополнительные шумы усилительных элементов приводят к реальным значениям NF в пределах от 5 до 6 дБ (на базовых станциях) и от 5 до 7 дБ (на абонентских).

В условиях ограниченной мощности трансляции пропускная способность канала (1) имеет вид монотонно

возрастающей ограниченной (значением $\frac{P_s}{N_0 \ln 2}$) функ-

ции, зависящей от размера полосы канала Π . Конкретного оптимального значения полосы не существует. Результат оказывается тем лучше, чем шире используемая полоса. Но формула (1) также показывает, что, начиная с некоторого значения полосы, выигрыш по пропускной способности от расширения становится крайне незначительным. Поэтому задачу оптимизации размера МДЧР нельзя решать в отрыве от технологической базы и без учета особенностей работы соты в целом.

Основными параметрами, ограничивающими ширину рабочей полосы абонентской линии, и, следовательно, необходимыми для включения в адекватную формулировку критерия оптимальности, будут:

- объем доступного ресурса радиоканала;
- допустимый уровень отказов в обслуживании из-за перегрузки соты.

Последний входит в стандартный массив ключевых показателей качества работы сотовых сетей (КРП) и носит название Grade of Service (GoS). Обычно предельно допустимым считают уровень GoS порядка 1–2%.

Для того чтобы увязать в единое целое производительность (1) с указанными показателями и сформулировать обобщенный критерий качества для показателя МДЧР, воспользуемся моделью М/М/п (классификация Кендалла-Ли), описывающей поведение нагрузки в соте. Адекватность этой модели для анализа влияний на ключевые показатели качества работы сотовых сетей связи доказана в [7, 8]. Поток входящих запросов обслуживания подчиняется закону Пуассона (с интенсивностью λ), время обслуживания запроса распределено по экспоненциальному закону (предполагаем, что его среднее $1/\mu$) и предельное число одновременно обслуживаемых запросов не превышает n , где $n = H$ — максимальное число абонентских соединений со средним значением производительности, которое может под-

держивать сота.

Тогда поведение нагрузки достаточно точно аппроксимируется непрерывным марковским процессом, имеющим те же самые коэффициенты

$$\text{сноса } a(x) = \lambda - \mu x = \mu(x_0 - x)$$

$$\text{и диффузии } b(x) = \lambda + \mu x = \mu(x_0 + x), \quad (2)$$

что и удискретного процесса, соответствующего модели М/М/п. Здесь использовалось обозначение $x_0 = \lambda/\mu$ — устойчивое состояние процесса $x(t)$ может претерпевать выбросы за порог H . Интенсивность потока таких выбросов будем записывать как $\lambda_0(H, x_0)$.

Пусть в момент запроса соединения некоторым абонентом сота имеет нагрузку G (в представлении единиц среднего ресурса, приходящегося на соединение). Это означает, что G — оценка максимального правдоподобия для неизвестного значения x_0 (следует из вида стационарного распределения $W_{st}(x)$, полученного ниже). После того, как контролируемому абоненту будет выделен каналный ресурс h (в представлении единиц среднего ресурса на соединение) интенсивность потока выбросов станет $\lambda_0(H - h, x_0)$. Такая ситуация продлится на время обслуживания контролируемого абонента, составляющего, согласно (1)

$$T(h) = V_D / C(h) = V_D / \left(h \Pi_0 \log_2 \left(1 + \frac{(P_s / N_0 \Pi_0)}{h} \right) \right),$$

где V_D — объем данных, который необходимо передать (принять) абоненту; Π_0 — среднее значение ресурса полосы радиоканала, приходящееся на обслуживаемое соединение. Остальные параметры соответствуют (1). Вводя обозначение $\rho = P_s / N_0 \Pi_0$ — для отношения сигнал/шум (ОСШ), наблюдаемого при организации работы контролируемого абонента в полосе со средним удельным значением, запишем

$$T(h) = (V_D / \Pi_0) t(h, \rho), \quad (3)$$

$$\text{где } t(h, \rho) = \left(h \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{h} \right) \right)^{-1}.$$

Несмотря на то, что V_D / Π_0 — нерегулируемый показатель, его необходимо сохранить для обеспечения в дальнейшем согласования размерности с условиями технологических ограничений.

Обобщенный критерий оптимального выбора параметра выделяемого ресурса h :

$$h_{opt}(H, x_0, \rho) = \frac{V_D}{V_0} \arg \min_h \{ J(h | H, x_0, \rho) \}, \quad (4)$$

где $V_0 = \Pi_0 / \mu$ — средний объем передаваемой информации на сеанс;

$$J(h | H, x_0, \rho) = t(h, \rho) \frac{1}{\mu} (\lambda_0(H - h, x_0) - \lambda_0(H, x_0))$$

— безразмерная целевая функция. Таким образом, предложен-

ный критерий обеспечивает выбор h , при котором прирост суммарного числа перегрузок, ожидаемый на интервале работы абонента, будет минимальным.

В этой постановке, учитывающей емкость соты, текущую нагрузку соты и уровень ОСШ, наблюдаемый в линии контролируемого абонента, можно сформулировать задачу оптимизации выделяемого ресурса по запросу абонента. Сопоставление $h_{opt}(H, x_0, \rho)$ с МДЧР позволит установить, в каких ситуациях размер МДЧР может негативно влиять на показатель GoS.

Конечно, это только первый уровень приближения, поскольку возможна дальнейшая детализация с учетом неравномерного распределения ресурсов между абонентами, статистической погрешности оценки максимального правдоподобия для x_0 и т.д. Однако при этом задача заметно усложнится, возникнет необходимость учета дополнительных параметров, а результат станет менее наглядным. Поэтому на данном этапе ограничимся формулировкой в приближении (4).

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ И ПОЛУЧЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Для расчета интенсивности выбросов процесса за порог H (или $H-h$) можно [9] воспользоваться известным методом, предложенным в [10, стр. 276]:

$$\frac{1}{\lambda_0} = \frac{2}{K} \int_{x_1}^H \frac{dx'}{W_{st}(x')}, \quad (5)$$

где $W_{st}(x')$ — стационарное распределение стохастического марковского процесса; x_1 — точка максимума плотности $W_{st}(x')$; K — коэффициент диффузии марковского процесса (должен быть постоянным). Последнее условие мешает непосредственно использовать соотношение (5), так как коэффициент диффузии (2) не постоянен. Но для таких случаев в [10, стр. 270] предлагается воспользоваться техникой функционального преобразования случайного процесса, обеспечивающей постоянный коэффициент диффузии. В данном случае указанное преобразование выглядит как

$$z(t) = \sqrt{x(t) + x_0}. \quad (6)$$

Коэффициенты сноса и диффузии процесса (6) можно получить из (2) с учетом техники перехода от представления К.Ито к симметризованной форме:

$$a(z) = \frac{\mu}{2z} \left(\frac{8x_0 - 1}{4} - z^2 \right); b(z) = \frac{\mu}{4}. \quad (7)$$

Порог для процесса $z(t)$: $H_z = \sqrt{H + x_0}$.

На основании прямого уравнения Фоккера—Планка—Колмогорова [10, стр. 59] и (7) находим стационарное распределение процесса $z(t)$:

$$W_{st}(z) = G_0 z^{8x_0-1} \exp(-2z^2); \quad z \in [\sqrt{x_0}, \infty), \quad (8)$$

где $G_0 = 2^{4x_0+1} / (\Gamma(4x_0) - \gamma(4x_0, 2x_0))$ — нормировочный множитель;

$\Gamma(u) = \int_0^\infty \xi^{u-1} \exp(-\xi) d\xi$ — гамма-функция;

$\gamma(u, v) = \int_0^v \xi^{u-1} \exp(-\xi) d\xi$ — неполная гамма-функция.

Учитывая, что коэффициент диффузии процесса $z(t)$, равный $\mu/4$, постоянен, подставим (8) в (5) и найдем выражение для интенсивности потока выбросов:

$$\frac{1}{\lambda_0} = \frac{\Gamma(4x_0) - \gamma(4x_0, 2x_0)}{2^{4x_0-2} \mu} \int_{\sqrt{2x_0}}^{\sqrt{H+x_0}} z^{-(8x_0-1)} \exp(2z^2) dz.$$

Последнее выражение можно записать в виде ряда

$$\frac{\mu}{\lambda_0} = \frac{1 - \gamma(4x_0, 2x_0) / \Gamma(4x_0)}{2^{4x_0} (H + x_0)^{4x_0}} e^{2(H+x_0)} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\Gamma(4x_0 + i)}{2^i (H + x_0)^i} \gamma(i, 2(H - x_0) + 1/2). \quad (9)$$

Используя (9) и (3) в целевой функции оптимизации (4), можно найти решение поставленной задачи оптимизации. Для этого пришлось воспользоваться вычис-

Зависимости поведения целевой функций от распределяемой доли ресурса и тренд оптимальных значений распределяемой доли

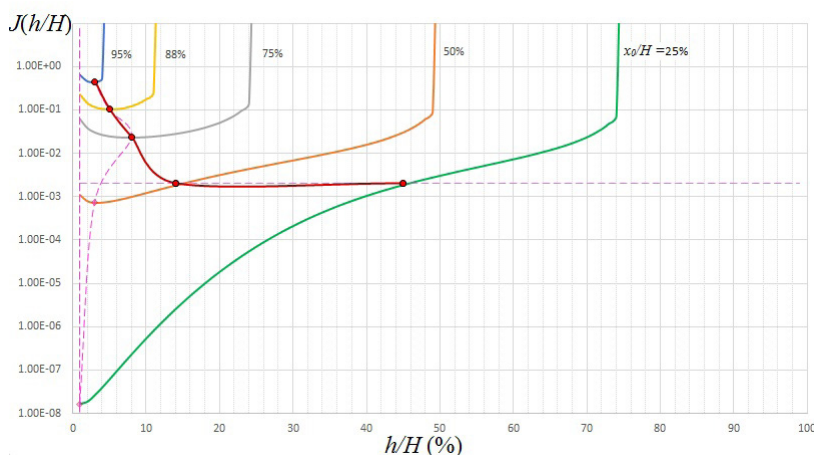


Таблица 1

Оптимальный размер ресурса (%) для обслуживания запроса ПД при ОСШ $\rho = 10$ дБ

x_0/H , %	H , максимальное число абонентских соединений, поддерживаемое сотой						
	5	10	20	30	40	50	60
10	26	38	48	54	57	60	62
20	14	27	37	43	47	50	52
30	5	15	27	33	37	40	42
50	9	6	3	11	16	19	21
70	10	8	6	5	4	3	3
80	8	7	6	6	5	4	4
90	6	5	4	4	3	3	3
95	4	3	2	2	2	2	2

Таблица 2

Оптимальный размер ресурса (%) для обслуживания запроса ПД при ОСШ $\rho = 15$ дБ

x_0/H , %	H , максимальное число абонентских соединений, поддерживаемое сотой						
	5	10	20	30	40	50	60
10	30	42	53	59	63	65	67
20	17	31	42	49	52	55	57
30	5	19	31	38	42	45	47
50	10	7	4	15	20	23	25
70	11	10	8	6	5	4	3
80	10	8	7	6	6	5	5
90	6	5	4	4	4	4	4
95	4	3	3	2	2	2	2

Таблица 3

Оптимальный размер ресурса (%) для обслуживания запроса ПД при ОСШ $\rho = 20$ дБ

x_0/H , %	H , максимальное число абонентских соединений, поддерживаемое сотой						
	5	10	20	30	40	50	60
10	33	47	58	64	68	71	73
20	20	35	47	53	57	60	62
30	6	22	36	42	47	50	52
50	11	8	8	18	24	27	30
70	12	10	8	7	6	5	4
80	10	9	8	7	6	6	6
90	6	5	5	4	4	4	4
95	4	3	3	3	2	2	2

Таблица 4

Оптимальный размер ресурса (%) для обслуживания запроса ПД при ОСШ $\rho = 25$ дБ

x_0/H , %	H , максимальное число абонентских соединений, поддерживаемое сотой						
	5	10	20	30	40	50	60
10	36	50	63	69	73	75	77
20	23	38	51	58	62	65	67
30	16	25	39	46	51	54	56
50	16	8	12	22	27	31	33
70	16	10	9	7	6	5	4
80	16	9	8	7	7	6	6
90	7	8	5	5	4	4	4
95	4	3	3	3	2	2	2

лительными методами.

На рисунке показан пример поведения целевой функции (4) для случая $H=25$ и $\rho=20$ дБ. По горизонтальной оси отложено значение выделяемого для абонентской линии ресурса h/H , %. Различные кривые соответствуют разному уровню нагрузки соты на момент запроса. Красная сплошная кривая показывает тренд оптимального значения выделяемого ресурса для изменяющейся начальной нагрузки соты.

При численном решении задачи оптимизации в критерий оптимальности (4) было включено дополнительное условие, учитывающее, что оптимизация в области значений интенсивности потока перегрузок ниже уровня $2 \cdot 10^{-3}$ бессмысленна. Действительно, в реальных условиях показатель GoS в сотовых сетях полагают допустимым в пределах 1–2%. Поэтому оптимизацию на уровнях в десять раз ниже можно считать не имеющей практического значения. На этом основании целевая функция была преобразована к виду:

$$J^*(h/H, x_0, \rho) = \max(2 \cdot 10^{-3}, J(h/H, x_0, \rho)).$$

При достижении уровня $2 \cdot 10^{-3}$ в качестве дополнительного условия на оптимальное значение рассматривался максимум пропускной способности канала. Дополнительное условие отображено на рисунке в виде горизонтальной штриховой линии. Для начальной нагрузки 25 и 50% именно оно определяет оптимальные значения распределяемой нагрузки. В табл. 1–4 даны расчетные оптимальные значения распределяемой абоненту нагрузки.

Результаты показывают, что оптимальный размер ресурса h/H , выделяемого по запросу на канал передачи данных (ПД), заметно меняется в зависимости от уровня нагрузки соты и ОСШ в линии радиосвязи. В условиях высоких нагрузок особенно чувствительным к размеру выделенного ресурса оказался параметр GoS. При нагрузках выше 80% даже небольшие изменения в размере выделенного ресурса могут существенно влиять на перегрузки. Таким образом, условия работы влияют на размер не только оптимального ансамбля OFDM-сигнала [11, 12], но и оптимального ресурса, распределяемого по запросам абонентов.

Одновременно с этим нужно отметить, что в распространенных сотовых сетях стандартов GSM, UMTS и LTE режим адаптивного управления размером канального ресурса, распределяемого по абонентским запросам, активно не применяется. Он выделяется по стандартным размерам, установленным для перечня стандартных услуг.

В сетях стандарта LTE в качестве МДЧР для линий обмена данными применяется двойной RB. Для частотной полосы это соответствует 360 кГц. Поэтому, если сеть LTE использует радиоканал с шириной рабочей полосы 5 МГц или меньше, то минимально возможное значение показателя h/H будет не менее 7,2%. Это слишком большая величина, так как, согласно полученным результатам, точность распределения в условиях высоких нагрузок должна быть в пределах 1%. Отсюда с неизбежностью возникают потери в эффективности использования ресурса радиоканала, которые в первом приближении составляют указанные выше 7,2%.

В сети стандарта McWILL ситуация с распределением ресурса лучше. При организации абонентских линий допускается мультиплексный режим, в котором внутри отдельного RB (восемь поднесущих) может поддерживаться работа до восьми независимых абонентов, каждый из которых имеет собственный ортогональный фазо-частотный код. На практике уровень мультиплексирования ограничивают двумя—тремя абонентскими линиями на RB. Поэтому относительный уровень МДЧР в McWILL составляет около 0,625%, что примерно в 11,5 раз меньше, чем в LTE. Этого достаточно для обеспечения работы в режиме, близком к оптимальному.

В соответствии с [13–17] увеличение производительности канала связи приводит к улучшению показателей экономической эффективности технологии. Поэтому точная настройка размера МДЧР, доступная в сети McWILL и позволяющая повысить эффективность использования канального ресурса почти до 100%, обеспечивает условия для высоких экономических показателей при эксплуатации сети.

ВЫВОДЫ

1. В сотовых сетях связи 4G при анализе эффективности использования ресурса радиоканала в зависимости от минимальной дискретной части распределения (МДЧР) ресурса радиоканала установлено, что МДЧР, применяемая в сетях стандарта LTE для линий ПД, составляет 360 кГц. Это слишком большое значение, которое в условиях высоких нагрузок может приводить к потерям производительности до 7,2%.
2. В сетях McWILL применение МДЧР позволяет выполнить распределение в 11,5 раз точнее, чем в LTE. Это обеспечивает почти 100%-ную эффективность использования канального ресурса.
3. При нагрузках менее 75% оптимальный размер канального ресурса, распределяемого по поступающим запросам абонентов, следует рассчитывать, ориентируясь на максимум показателя производительности линии при условии обеспечения заданного показателя качества GoS.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Berrou C., Glavieux A., Thitimajshima P. Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-codes / Proceedings of International Conference on Communications '93, Geneva. – May 1993 – P. 1064–1070.
2. Boutros J. et al. Turbo Code at 0.03 dB from Capacity Limit / Proceedings of International Symposium on Information Theory. – Jun.–July 2002. – P. 56.
3. Johnson S.J. Iterative Error Correction: Turbo, Low-Density Parity-Check and Repeat-Accumulate Codes / Cambridge: Univ. Press, 2010.
4. Chung S.-Y et al. On the Design of Low-Density Parity-Check Codes Within 0.0045 dB of the Shannon Limit // IEEE Communication Letters. – Feb. 2001. – Vol. 5, № 2. – P. 58–60.
5. Shannon C. E. A Mathematical Theory of Communication // Bell System Technical Journal. – July and Oct. 1948. – Vol. 27.
6. Ван дер Зил. Шум (источники описание измерения). – М.: Сов. радио, 1973. – 228 с.
7. Башарин Г.П. Лекции по математической теории телетрафика. – М.: РУДН, 2004. – 193 с.
8. Шорин О.А. Методы оптимального распределения частотно-временного ресурса в системах подвижной радиосвязи: Дисс. на соискание ученой степени д.т.н.: 05.12.13. – М.: МТУСИ, 2005. – 351 с.
9. Шорин А.О. Оценка влияния скорости перемещения абонентов на удельную интенсивность потока потерь соединений в сетях с OFDM-сигналами // Электросвязь. – 2017. – № 1. – С.35–39.
10. Стратонович Р.Л. Избранные вопросы теории флуктуаций в радиотехнике. – М.: Сов. радио, 1961. – 558 с.
11. Аверьянов Р.С., Шорин А.О. Оптимизация ансамбля OFDM-сигналов в сетях мобильной связи // Электросвязь. – 2017. – № 2. – С. 41–46.
12. Аверьянов Р.С., Шорин А.О. Оценка оптимальных параметров OFDM-сигналов с учетом мобильности абонентов // Электросвязь. – 2015. – № 12. – С. 60–65.
13. Володина Е.Е., Плосский А.Ю. Критерии кластерного подхода к перераспределению радиочастотного спектра при внедрении цифрового телевидения // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2012. – Т. 6, № 12. – С. 4–6.
14. Володина Е.Е. Экономические вопросы использования радиочастотного спектра как производственного ресурса и объекта государственного регулирования // Электросвязь. – 2015. – № 4. – С. 50–54.
15. Володина Е.Е., Бессилин А.В. Методические вопросы определения платы за использование радиочастотного спектра // Вестник РАЕН. – 2009. – № 2. – С. 28.
16. Володина Е.Е., Тихвинский В.О. Конкуренция и качество услуг на рынке подвижной связи // Мобильные системы. – 2003. – № 8. – С. 31.
17. Volodina E., Plossky A. Features of the Digital Dividend Implementation in Conditions of Great Population Density Discontinuity and Limitation of the Frequency Resource / Proceedings of EMC Europe 2011 York – 10th International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2011. – P. 664–669.

Получено 27.12.16