

2. Выбор ШПС должен проводиться с учетом частотных, временных, автокорреляционных и взаимно корреляционных характеристик. Выбранные сигналы должны быть ортогональными. Этим требованиям отвечают последовательности Хаффмена, перенесенные в радиочастотный диапазон с использованием фазовой манипуляции.

3. База ШПС определяется по результатам предварительного расчета радиолинии тропосферной связи, исходя из необходимого значения отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума h^2 .

4. С учетом статистических характеристик коэффициента передачи канала тропосферной связи, для обработки ШПС необходимо использовать СФ, работающие на радиочастоте, так как они инвариантны к относительной задержке сигнала и его начальной фазе.

5. Наиболее эффективно реализовать СФ на ПАВ. При таком способе реализации достигаются его предельные параметры.

6. ПС используются только в тех случаях, когда применение других сигналов не эффективно. Это связано со сложностью обработки ШПС при больших скоростях передачи данных.

Список использованной литературы: 1. Серов В. В. Особенности распространения радиоволн в загоризонтных системах радиосвязи. – М.: Электросвязь, 2009, №1. 2. Давыденко Ю. И. Дальняя тропосферная связь. – М.: Воениздат, 1968. 3. Гусятинский И. А., Немировский А. С., Соколов А. В., Троцкий В. Н. Дальняя тропосферная радиосвязь. – М.: Связь, 1968. 4. Мацков А. А. Перспективы использования линий загоризонтной связи. – М.: Электросвязь, 2006, №8. 5. Методика выбора и расчета основных технических параметров аппаратуры тропосферных станций. – Ленинград: ВКАС им. Буденного С.М. 1977. 6. Варакин Л. Е. Теория сложных сигналов. – М.: Советское радио, 1970. – 371с. 7. Варакин Л. Е. Теория систем сигналов. – М.: Радио и связь, 1978. – 303 с. 8. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации под ред. В. Б. Пестрякова. – М.: Радио и связь, 1973. – 424с. 9. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах. – М.: Радио и связь, 1990. – 416 с.

Михайло Прокофьев, Василий Стеченко

НДЦ «ТЕЗИС» НТУУ КПИ

УДК 621.372

ОЦЕНКА ЗАЩИЩЕННОСТИ ИНФОРМАЦИИ ОТ УТЕЧКИ ЗА СЧЕТ ПОБОЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ И НАВОДОК ПРИ ПЕРЕДАЧЕ В ИССЛЕДУЕМЫХ ЦЕПЯХ ТЕСТОВЫХ СИГНАЛОВ

Анотація: Показано шлях розрахунку ймовірності правильного прийому одиниці інформації залежно від відношення сигнал/шум тестового періодичного сигналу.

Summary: Shown by calculating the probability of correct reception of units of information, depending on the signal / noise test periodic signal.

Ключевые слова: Оценка защищенности информации, побочные электромагнитные излучения и наводки.

I Введение

Информация средствами вычислительной техники обрабатывается в виде электрических сигналов. При этом в окружающее пространство излучается переменное электромагнитное поле, которое дистанционно может перехватываться и расшифровываться средствами технической разведки.

По сравнению с традиционными каналами связи информационный сигнал побочного излучения создается не специальной передающей аппаратурой, а за счет слабого излучения линий, по которым распространяется импульсный сигнал. Уровень побочного излучения обычно соизмерим с уровнем окружающего шума, поэтому оценке подлежат параметры канала связи с низким соотношением сигнал/шум. Теоретические вопросы оценки качества передачи информации достаточно подробно изучены и изложены в многих научных монографиях [1-3] по теории передачи сигналов. В данной статье рассматриваются особенности экспериментальной оценки канала передачи информации, в котором в качестве информационного сигнала используется прямоугольный импульс, а уровень полезного сигнала соизмерим с уровнем маскирующего шума.

Михайло Прокофьев, Василий Стеченко ©

II Характеристики оптимального обнаружителя сигналов

Сигнал на входе приемного устройства есть результат наложения полезного сигнала, случайных помех и искажений канала передачи сигнала. В простейшем случае это сумма полезного сигнала и аддитивной помехи в виде стационарного гауссова шума с нормальным законом распределения амплитуды (белый шум). Такой шум характеризуется постоянным значением спектральной плотности мощности в широкой полосе частот.

Полагая, что символы передаваемого сообщения равновероятны и независимы, вероятность правильного приема одного бита информации P_1 определяется отношением энергии E сигнала к спектральной плотности мощности помех N_0 . Если априорная информация о фазе, частоте и времени прихода импульсного сигнала известны и задачей обнаружения есть только установление факта приема импульса, то вероятность правильного приема определяется [2]

$$P_1(x) = 0,5[1 + \Phi(x)], \quad (1)$$

где $\Phi(x)$ – функция Крампа; $x = \sqrt{E / 2N_0}$ – квадратный корень из отношения энергии разностного сигнала, к спектральной плотности мощности шума N_0 .

Энергия разностного сигнала E определяется

$$E = \int_0^T [S_1(t) - S_2(t)]^2 dt, \quad (2)$$

где T - длительность разностного сигнала.

Для сигналов с потенциальным кодированием информации символ «0» кодируется нулевым уровнем сигнала ($S_2 = 0$), поэтому

$$E = \int_0^T S_1(t)^2 dt. \quad (3)$$

Зависимость вероятности правильного приема одного бита информации P_1 от отношения $x = \sqrt{E/2N_0}$ показана на рис. 1. Эта зависимость рассчитана для оптимального по Котельникову обнаружителя двух равновероятных сигналов «0» и «1», но энергия сигнала сравнивается с удвоенной плотностью мощности шума, поскольку следящая система для адаптивной подстройки времени прихода импульса требует как минимум одного дополнительного канала приема, в результате чего мощность шума на входе решающего устройства увеличивается.

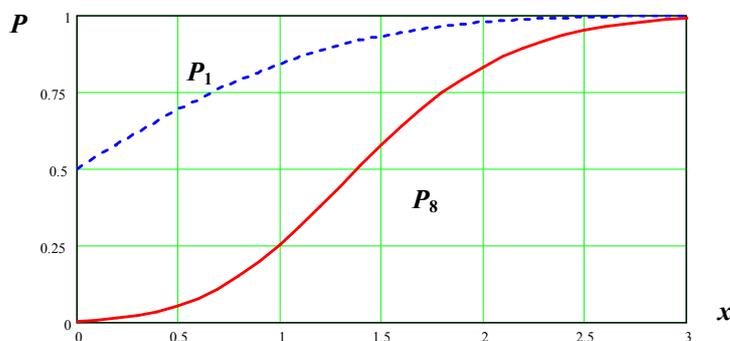


Рисунок 1 – Зависимость вероятности правильного приема одного бита (P_1) и одного байта информации (P_8) для оптимального обнаружителя от значения отношения $x = \sqrt{E/2N_0}$

Для малого сигнала по сравнению с шумом ($x \rightarrow 0$) вероятность правильного приема одного бита информации стремится к значению $P_1 = 0,5$, что равносильно угадыванию значения принятого бита. Но уже при $x=3$ значение вероятности правильного приема одного бита информации приближается к единице.

В ЭВМ информация обычно передается байтами - группой из 8 бит. Вероятность правильного приема одного байта информации, то есть вероятность правильного приема последовательности из 8 бит, показана на рис. 1 зависимостью P_8 .

С помощью этих графиков можно определить предельное значение отношения $\sqrt{E/2N_0}$ в зависимости от необходимого уровня защиты - вероятности правильного приема бита или байта информации. С другой

стороны эти зависимости позволяют оценить степень уменьшения вероятности, если на вход решающего устройства поступает только часть энергии принимаемого сигнала.

Для приема импульсного сигнала полоса пропускания приемника должна быть достаточно большой, чтобы пропустить все составляющие спектра принимаемого импульсного сигнала. На рис. 2 кривой E_1 показана зависимость части энергии прямоугольного импульса длительностью τ от ширины нормированного интервала частот $F_{нор} = f\tau$. В нормированной полосе частот $F_{нор}$ от 0,07 до 0,7 сосредоточено около 80% энергии прямоугольного импульса, поэтому полоса пропускания приемника, предназначенного для обнаружения прямоугольного импульса с относительно небольшими потерями (около 1 дБ) должна быть более 3 октав. Если относительную полосу приемника уменьшить до одной октавы, то на вход решающего устройства будет поступать только 30 % энергии принимаемого сигнала.

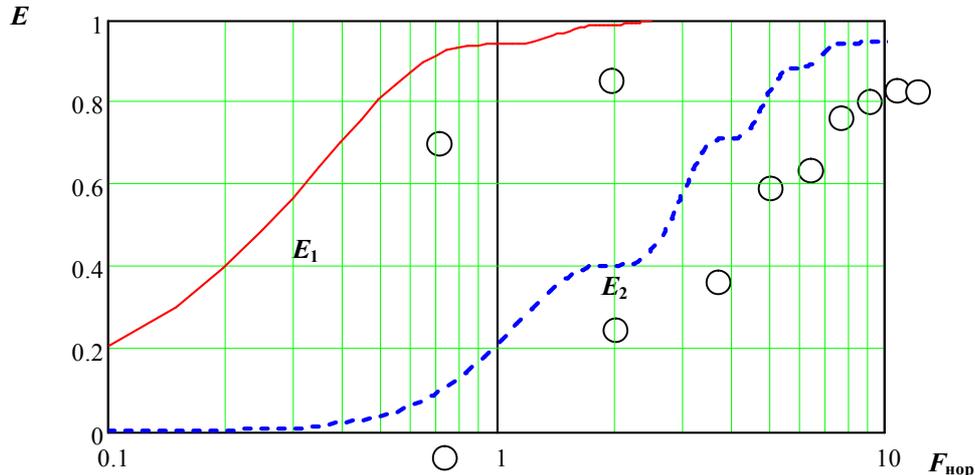


Рисунок 2 – Зависимость части энергии прямоугольного импульса E_1 и двух укороченных разнополярных импульсов E_2 от ширины нормированного интервала частот $F_{нор} = f\tau$

В процессе излучения форма исходного прямоугольного импульса изменяется. Чаше антенной побочного излучения служит короткий по сравнению с длиной волны отрезок провода. Если ток по длине провода считать постоянным с одинаковой фазой, то такой излучатель называется диполем Герца. Известно [4], что в дальней зоне поле излучения диполя Герца описывается в основном первой производной от формы тока. Для тока в форме прямоугольника поле в дальней зоне принимает вид положительных и отрицательных импульсов, соответствующих нарастанию и спаду импульса.

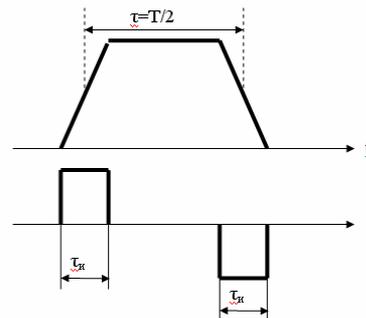


Рисунок 3 – Форма исходного импульса в линии и модель излученного сигнала

Зависимость энергии сигнала разнополярных прямоугольных импульсов от ширины нормированного интервала частот показана на рис. 2 кривой E_2 для отношения $\tau/\tau_{\phi} = 10$. Длительность разнополярных импульсов в 10 раз меньше длительности исходного импульса, поэтому практически во столько же раз смещается вверх область частот, где сосредоточена основная часть энергии излученного импульса. При этом требования к величине относительной полосы пропускания приемного устройства практически не меняются.

Для получения максимального отношения сигнал/шум на входе решающего устройства смесь сигнала с шумом должна пропускаться через согласованный с этим сигналом фильтр или коррелятор, опорным

сигналом которого должна быть копия принимаемого сигнала. Форма излученного импульса отличается от прямоугольной и приемник должен адаптивно подстраиваться под эти изменения.

В широкой полосе частот спектральная плотность реального шума, как правило, не постоянна и это приводит к уменьшению помехоустойчивости приемного устройства. Для приведения реального шума к белому [1] смесь сигнала с шумом пропускается через фильтр, частотная характеристика которого подбирается так, что на выходе фильтра значение спектральной плотности шума было постоянным. Коэффициент передачи по мощности такого фильтра определяется выражением

$$K_{и}(\omega) = N_{иэ} / N(\omega), \quad (4)$$

где $N_{иэ}$ – значение спектральной плотности мощности шума на выходе фильтра; $N(\omega)$ – зависимость спектральной плотности мощности шума от круговой частоты.

Выравнивание спектральной плотности мощности шума означает подавление смеси сигнала с шумом на участках, где сосредоточены относительно мощные узкополосные сигналы или помехи, и коррекцию амплитудно-частотной характеристики приемного тракта для выравнивания спектральной плотности мощности шума в широком диапазоне частот. В итоге максимальное отношение энергии сигнала E к удвоенной спектральной мощности помехи N_0 будет определяться выражением [1]

$$\frac{E}{2N_0} = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|S(j\omega) * K_a(j\omega)|^2}{N(\omega)} d\omega, \quad (5)$$

где $S(j\omega)$ – комплексный спектр исходного разностного сигнала; $K_a(j\omega)$ – коэффициент передачи излучающей антенны; $|S(j\omega) * K_a(j\omega)|^2 = W(\omega)$ – спектральная плотность энергии излученного сигнала.

Таким образом, устройство для приема излученных импульсных сигналов должно быть согласовано не только с формой (спектром) принимаемого импульса, но и с помеховой обстановкой, которая существует в данный момент в месте приема этого импульсного сигнала.

III Определение отношения энергии сигнала к спектральной плотности шума путем измерения параметров тестовых сигналов

Для измерения энергии импульсного сигнала необходим широкополосный запоминающий осциллограф, с помощью которого можно было бы измерить уровень и временную зависимость одного импульсного сигнала, а затем рассчитать его энергию. Одновременно путем измерения уровня шума в диапазоне, где сосредоточена основная энергия сигнала, необходимо рассчитать коэффициент передачи «обеляющего» фильтра и определить значение отношения $E/2N_0$ на входе решающего устройства.

Измерить энергию одиночного сигнала малого уровня сложная и практически нереализуемая задача, поэтому оценку защищенности информации проводят при передаче в исследуемых целях тестовых периодических сигналов. Замена одиночного импульса с непрерывным спектром на периодическую последовательность импульсов позволяет выявить и измерить гармоники тестового сигнала малого уровня за счет уменьшения полосы пропускания измерительного прибора, а пропорционально полосе уменьшается и мощность мешающего шума.

Чтобы связать оценку отношения $E/2N_0$ с результатами измерения уровня гармоник периодического сигнала и уровня шума выражение (5) представим в виде приближенной суммы

$$\frac{E}{2N_0} \approx \sum_{i=1}^{\infty} \frac{|S_i|^2 |K_{ai}|^2 \Delta f}{2\tau} \frac{\tau}{N_i} = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{0,5 P_{pi} |K_{ai}|^2}{P_{ui}}, \quad (6)$$

где Δf – ширина частотного интервала, на которые разбивается непрерывный спектр импульсного сигнала; $P_{pi} = E_i/\tau = |S_i|^2 \Delta f / \tau$ – мощность одиночного импульсного сигнала в излучающей линии за время его длительности τ на i -том частотном интервале шириною Δf ; $P_{ui} = N_i/\tau$ – мощность маскирующего шума на этом же частотном интервале в эквивалентной полосе $1/\tau$; N_i – спектральная мощность шума на центральной частоте f_i i -того частотного интервала; $|K_{ai}|^2$ – коэффициент передачи по мощности излучающей антенны на частоте f_i .

Согласно формуле (6), в излучающей цепи необходимо создать многочастотный тестовый сигнал, мощность i -той гармоники которого была бы равна или пропорциональна мощности исходного сигнала в линии P_{ci} . Далее в каждом частотном интервале необходимо измерить мощность гармоники тестового сигнала и мощность шума.

Выражение (6) можно представить в виде, пригодным для оценки отношения $E/2N_0$ для произвольного периодического тестового сигнала с периодом $T = n\tau$ (n – произвольное целое число)

$$\frac{E}{2N_0} \approx \sum_{i=1}^{\infty} \frac{|S_i|^2 \Delta f}{2|S_{npi}|^2} \frac{|S_{npi}|^2 |K_{ai}|^2}{N_i / \tau} = \sum_{i=1}^{\infty} Q_i \frac{P_{npi}}{P_{ui}} \quad (7)$$

где $P_i = |S_i|^2 \Delta f$ - мощность прямоугольного импульсного сигнала на i -том частотном интервале шириною Δf на временном интервале τ ; $P_{npi} = |S_{npi}|^2$ - мощность i -той гармоники произвольного периодического сигнала на i -том частотном интервале шириною Δf ; $P_{uzi} = P_{npi}|K_{ai}|^2$ - мощность излученной гармоники тестового сигнала. Поправочный коэффициент для i -того частотного интервала рассчитывается на ненулевых гармониках тестового сигнала

$$Q_i = 0,5P_{uzi}/P_{npi} . \quad (8)$$

Методы расчета спектров импульсных периодических сигналов описаны во многих учебниках [5, 6]. Мощность P_i прямоугольного импульсного сигнала в нормированном частном интервале $\Delta \xi$ за время его длительности τ рассчитывается по формуле [5]

$$P_i = \frac{2U^2}{\pi} \int_{\xi_n}^{\xi_6} \frac{\sin^2 \xi}{\xi^2} d\xi \approx \frac{2U^2}{\pi} \frac{\sin^2 \xi_i}{\xi_i^2} \Delta \xi , \quad (9)$$

где U - амплитуда прямоугольного импульса; $\xi_i = \pi i/T$ - нормированная частота i -той гармоники выбранного тестового сигнала; T - период тестового сигнала; $\xi_n = \pi \tau f_n$ и $\xi_6 = \pi \tau f_6$ - нормированные (f_n и f_6 - ненормированные) частоты начала и конца i -того частотного интервала; $\Delta \xi = \xi_6 - \xi_n$.

Для тестового сигнала в виде меандра ($T = 2\tau$) мощность нечетных гармоник определяется выражением $P_{npi} = 2U^2/(i\pi)^2$, а мощность одиночного импульса на интервалах частот $1/\tau$ согласно (8) равна $P_i = 8U^2/(i\pi)^2$, поэтому значение поправочного коэффициента для всех гармоник тестового сигнала $Q = 2$.

Результаты расчета поправочных коэффициентов Q_i для периодического импульсного сигнала для трех значений скважности $q = T/\tau$ приведены в таблице

Таблица

q	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5	Q_6	Q_7	Q_8	Q_9	Q_{10}
2	2	-	2	-	2	-	2	-	2	-
4	6	4	6	-	6	4	6	-	6	4
8	12	8	8	8	8	8	12	-	12	8

Разные значения поправочных коэффициентов Q_i для скважности $q = 4$ и $q = 8$ объясняются разной шириной интервалов частот, в которых определяется мощность одиночного импульсного сигнала длительностью τ . На крайние участки лепестков непрерывного спектра приходится интервалы частот $\Delta \xi$ в 1,5 раза шире, чем на промежуточные.

Для периодического сигнала сложной формы мощность его гармоник на i -том частотном интервале излучающей линии иногда проще измерить. При этом значения коэффициентов Q_i следует определять на частотном интервале от 0 до $1/\tau$, где уровень гармоник реального сигнала практически не зависит [6] от длительности фронта и спада импульсов.

Расчет энергии сигнала целесообразно проводить без учета потерь сигнала на участках, где сосредоточены мешающие помехи высокого уровня или сторонние сигналы. При этом расчетное значение энергии сигнала завышается и, соответственно, увеличивается оценка вероятности правильного приема. Для редких участков частотного спектра, занятых мешающими узкополосными сигналами, такое завышение можно считать допустимым, поскольку параметры защищенности в итоге будут определяться с некоторым запасом. Вопросы же практической реализации адаптивного режекторного фильтра для сосредоточенных по спектру помех выходят за рамки нашей статьи.

Использование периодического сигнала в виде меандра ($q = 2$) позволяет с приемлемой для практики точностью делать оценку отношения $E/2N_0$ для сигнала, излученного короткой по сравнению с длиной волны излучающей линией. Для короткой излучающей антенны длительность излученных импульсов существенно уменьшается (см. рис. 3) и энергия излученного сигнала определяется по результатам измерения нескольких гармоник тестового сигнала. Для принятой модели излученного сигнала (кривая E_2) на рис. 2 кружками показаны точки измерения уровня гармоник. На первые три гармоники тестового сигнала приходится приблизительно по 20% энергии излученного импульса. Для последующих гармоник доля общей энергии становится еще меньшей. При условии, что точность измерения уровня излученного сигнала обычно находится в пределах $\pm(10 - 20)\%$, суммарная погрешность определения отношения E/N_0 будет иметь такой же порядок.

Если же оценка отношения $E/2N_0$ делается для сигнала, форма которого мало изменяется в процессе излучения (зависимость E_1 на рис. 2), то на первый частотный интервал приходится почти 90% энергии сигнала. Оценка отношения $E/2N_0$ по результатам измерения тестового сигнала и шума на одной частоте может существенно отличаться от интегральной оценки (5).

Косвенно степень укорочения излучаемого импульса можно оценить, сравнивая уровни первой и высших гармоник периодического тестового сигнала. Если уровень третьей гармоники на 10 и более децибел меньше уровня первой гармоники, то форма сигнала мало изменяется в процессе распространения. Наоборот, выравнивание уровня первой и высших гармоник свидетельствует об уменьшении длительности излученных импульсов.

Для повышения точности расчета отношения $E/2N_0$ можно использовать периодические сигналы с большей скважностью $q = T/\tau$. К сожалению, с увеличением скважности q уменьшается уровень гармоник, что приводит к уменьшению отношения сигнал/шум и точности измерения уровня гармоник тестового сигнала. Возможный выход из этого противоречия – это проведение измерений уровней высших гармоник ($i > 3$) при передаче в исследуемой цепи тестового сигнала в виде меандра, а в частотном интервале от 0 до $1/\tau$ применять тестовый сигнал большой скважности.

Применение тестовых сигналов с большой скважностью важно при оценке энергии сигнала, наведенного в линии. Случайные линии обычно не предназначены для распространения в них широкополосного сигнала и по причине плохого согласования и наличия ответвлений измеряемые уровни гармоник тестового сигнала складываются из прямой волны и нескольких обратных волн. Длина линий, как правило, значительно превышает длину волны гармоник тестового сигнала, поэтому уровень сигнала вдоль линии может изменяться в значительных пределах. Более частые отсчеты уровня тестового сигнала и шума позволят повысить точность оценки отношения $E/2N_0$ для наведенных в линиях сигналов.

IV Выводы

Критерием оценки качества передачи информации, в том числе и невозможности ее восстановления, является вероятность ее правильного приема. В свою очередь для импульсных сигналов с потенциальным кодированием вероятность правильного приема единицы информации определяется отношением энергии импульсного сигнала к спектральной плотности шума $E/2N_0$. Приведенные на рис. 1 зависимости позволяют определить необходимое отношение $E/2N_0$ в зависимости требуемого значения вероятности правильного приема.

Основная часть энергии импульсного сигнала излучается в полосе частот шириною более трех октав. Ограничение полосы частот, в которой осуществляется прием сигнала, приводит к уменьшению его энергии. Зависимости, приведенные на рис. 2, позволяют оценить степень уменьшения энергии сигнала для приемника с ограниченной полосой пропускания.

Наличие узкополосных помех, совпадающих по спектру с принимаемым сигналом, уменьшает энергию принимаемого сигнала. Расчет отношения $E/2N_0$ без учета влияния узкополосных помех приводит к завышению оценки вероятности правильного приема информации.

Тестовый сигнал в виде меандра позволяет выявить слабые уровни излучений и с приемлемой для практики точностью оценить величину отношения $E/2N_0$, если длина излучающей линии намного короче длины волны первой гармоники тестового сигнала. За счет увеличения скважности импульсов тестовой последовательности можно повысить точность оценки отношения $E/2N_0$ в диапазоне частот от 0 до $1/\tau$.

Преимущество оценки качества защиты информации в виде вероятности ее правильного приема заключается и в том, что эту оценку легко сопоставить с другими способами защиты информации, например, за счет ограничения доступа до нее.

Список использованной литературы. 1. Зюко А. Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. – М.: Гос.изд.лит. по вопросам связи и радио, 1963. 2. Теплов Н. Л. Теория передачи сигналов, М.: Воениздат, 1976. 3. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники, ч.2, М., Сов. Радио, 1975. 4. Найденко В. І., Пільгай С. І. Еволюція відеоімпульсів, випромінених диполем Герца, при поширенні у вакуумі. Вісник НТУУ «КПІ». Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2008. – Вип. 36. – с. 53 – 59. 5. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высш. шк., 1988. – 448с. 6. Кузнецов Ю. В., Баев А. Б. Спектральный и временной анализ импульсных и периодических сигналов: Учебное пособие. – М.: Изд-во МАИ, 2007. – 95 с.: ил.