

Е.А. ВАСЕЧКИН, А.Б. ТАРАНОВ

**МОДЕЛЬ СИГНАЛОВ ПОБОЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ  
ИЗЛУЧЕНИЙ ВИДЕОИНТЕРФЕЙСОВ**

---

*Васечкин Е.А., Таранов А.Б. Модель сигналов побочных электромагнитных излучений видеоинтерфейсов.*

**Аннотация.** Измерение энергии сигналов побочных электромагнитных излучений является актуальной задачей при рассмотрении вопросов электромагнитной совместимости и защиты информации. При построении видеосистем средств вычислительной техники используются параллельные линии передачи, побочные электромагнитные излучение от которых взаимодействуют. В статье представлены особенности схемотехнической реализации видеосистем и модели излучения учитывающие их. Помимо этого приведена модель информационных сигналов видеоинтерфейсов, учитывающая компенсационные свойства дифференциальных линий.

**Ключевые слова:** побочное электромагнитное излучение, дифференциальная линия, видеоинтерфейс, синфазная составляющая тока.

*Vasechkin E.A., Taranov A.B. A Model of Signals of Side Electromagnetic Radiation of Video Interfaces.*

**Abstract.** Energy measurement of side electromagnetic radiation signals is an important task in addressing issues of electromagnetic compatibility and information security. When constructing video systems of computer equipment, parallel transmission lines are used, side electromagnetic radiations from which interact. The article presents the characteristics of circuit realization of video systems and radiation models considering them. In addition, we present a model of information signals of video interfaces, which takes into account the compensatory properties of differential lines in a video system with a DVI interface.

**Keywords:** side electromagnetic radiation, differential line, video interface, in-phase component of the current.

---

**1. Введение.** В условиях бурного развития средств обработки и передачи информации, на фоне возрастания возможностей средств технической разведки и глобальной информатизации общества все более значимой становится необходимость решения проблем защиты информации. Анализ [1-5] показал, что для средств вычислительной техники (СВТ) одним из наиболее опасных является канал утечки за счет побочных электромагнитных излучений (ПЭМИ). В качестве основного источника ПЭМИ СВТ выступает видеосистема [6]. Для оценки степени защищенности СВТ должны проводиться измерения энергии ПЭМИ, учитывающие особенности аппаратной реализации узлов и блоков СВТ. Существующие модели, описывающие ПЭМИ от видеосистемы, не учитывают этих особенностей, а значит, взаимодействию ПЭМИ от нескольких информационных линий не будет уделено должного внимания. Поэтому актуальна задача создания модели сигналов ПЭМИ видеосистемы, с помощью которой возможно исследовать взаимодействие ПЭМИ от ее информационных линий между собой. Стоит отметить, что анализ современной отечественной и ино-

странной литературы по данной тематике затруднен в силу закрытости данной тематики исследований.

**2. Проводные интерфейсы СВТ.** Особенностью построения проводных интерфейсов начиная с 1995 года является использование дифференциального способа передачи информации по симметричным линиям [7]. Суть этого способа заключается в том, что на оба проводника линии подаются разноточные по модулю, но противоположные по знаку сигналы. Сигналы, одновременно передаваемые по проводникам дифференциальной линии, называют комплементарными. Например, для интерфейса *DVI* общая схема дифференциальной линии в [8], представлена следующим образом:

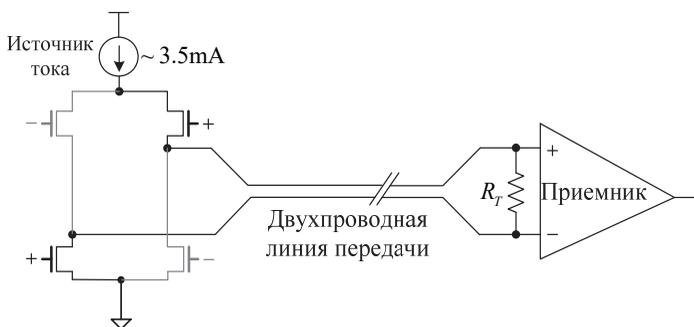


Рис. 1. Общая схема дифференциальной линии

На рисунке 1  $R_r$  — сопротивление согласующего резистора. На прямой вход операционного усилителя поступает сигнал  $U^+$ , а сигнал  $U^-$  на инверсный вход. На выходе приемника будет сигнал  $U_{out} = U^+ - U^-$ . Сигналы, протекающие в дифференциальной линии, схематично представлены на рисунке 2.

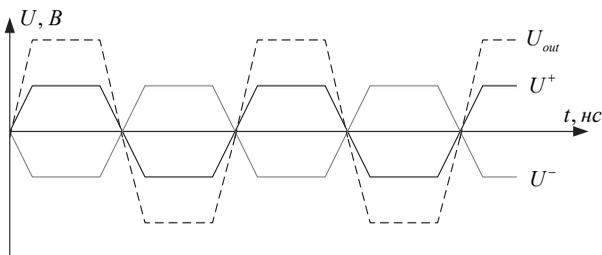


Рис. 2. Сигналы в дифференциальной линии

Использование дифференциального способа передачи имеет следующие преимущества [9]:

1. Повышение помехоустойчивости приемника дифференциальной линии за счет того, что помехи, воздействующие на оба проводника дифференциальной линии, вычитаются на входе приемника.

2. Снижение напряженности ПЭМИ в пространстве за счет того, что токи, возникающие в проводниках, противоположны по знаку, следовательно, и поля, возникающие в пространстве, будут компенсировать друг друга.

**3. Существующие модели излучения от проводных интерфейсов.** Простейшими моделями, описывающими излучение от линии передачи сигнала, являются модели излучения элементарного диполя и рамочной антенны [10]. Ограничением на применение данных моделей является длина линии, она не должна превосходить  $0.1 \cdot \lambda$ , где  $\lambda$  — наименьшее значение волны сигнала передаваемого по физической линии [11]. В качестве допущения используется тот факт, что сигналы распространяются по аддитивной модели Гаусса. Связанно это с тем, что при проведении измерений многолучевость распространения излучения исключается за счет использования безэховых камер, отстройки по максимальному уровню излучения и использованию направленных антенн [12].

Взаимная ориентация векторов  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  в поле диполя Герца представлена на рисунке 3.

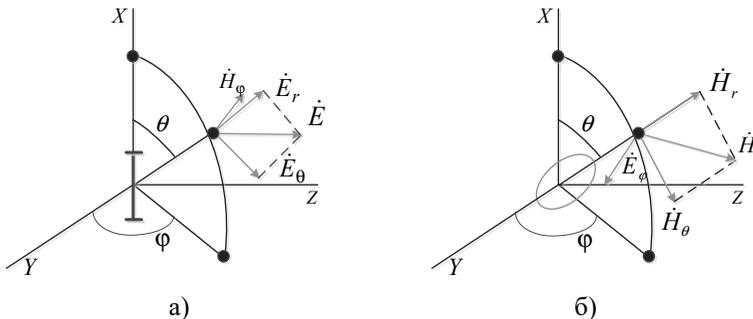


Рис. 3. Взаимная ориентация векторов  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  в поле диполя Герца (а), рамочной антенны (б)

Значение векторов напряженности электромагнитного поля вокруг диполя Герца длиной  $l$  имеет следующий вид:

$$\dot{H}_\phi(\omega, r) = \frac{\dot{I}(\omega)l}{4\pi} \left[ j \frac{k}{r} + \frac{1}{r^2} \right] \sin \theta e^{-jkr}, \quad (1)$$

$$\dot{E}_r(\omega, r) = \frac{k}{\omega \epsilon} \frac{\dot{I}(\omega) l}{2\pi} \left[ \frac{1}{r^2} - j \frac{1}{kr^3} \right] \cos \theta e^{-jkr}, \quad (2)$$

$$\dot{E}_\theta(\omega, r) = \frac{k}{\omega \epsilon} \frac{\dot{I}(\omega) l}{4\pi} \left[ j \frac{k}{r} + \frac{1}{r^2} - j \frac{1}{kr^3} \right] \sin \theta e^{-jkr}, \quad (3)$$

где  $k = \omega / c$  — волновое число;  $c$  — скорость света;  $\dot{I}(\omega)$  — комплексное значение амплитуды тока, проходящего по линии на частоте  $\omega$ ;  $r$  — расстояние до точки наблюдения;  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость среды распространения электромагнитной волны;  $\theta, \varphi$  — значение сферических координат точки наблюдения.

Значение векторов напряженности электромагнитного поля вокруг рамочной антенны радиусом  $R$ :

$$\dot{E}_\varphi(\omega, r) = -j \frac{\omega \mu}{k} \frac{\dot{I}(\omega) a}{4\pi} \left[ j \frac{k}{r} + \frac{1}{r^2} \right] \sin \theta e^{-jkr}, \quad (4)$$

$$\dot{H}_r(\omega, r) = j \frac{\dot{I}(\omega) a}{2\pi} \left[ \frac{1}{r^2} - j \frac{1}{kr^3} \right] \cos \theta e^{-jkr}, \quad (5)$$

$$\dot{H}_\theta(\omega, r) = j \frac{\dot{I}(\omega) a}{4\pi} \left[ j \frac{k}{r} + \frac{1}{r^2} - j \frac{1}{kr^3} \right] \sin \theta e^{-jkr}, \quad (6)$$

где  $a = k\pi R^2$  — площадь рамочной антенны;  $\mu$  — магнитная проницаемость среды распространения электромагнитной волны.

Для высокоскоростных линий передачи характерно превосходство в несколько раз длины линии над длинной электромагнитной волны, передаваемой вдоль кабеля [13]. В этих случаях более адекватным является описание излучения моделью антенны бегущей волны (рисунок 4), которую можно представить в виде суперпозиции  $n$  диполей длиной  $dL$ . В каждом из диполей комплексное значение силы тока отличается от предыдущего в силу особенностей распространения электромагнитных волн вдоль направляющих систем.

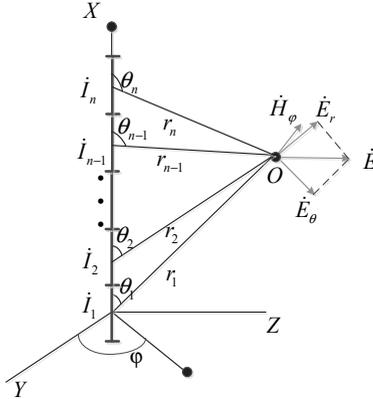


Рис. 4. Модель антенны бегущей волны

Выражения для составляющих напряженностей магнитного и электрического полей имеют вид:

$$\dot{H}_\varphi(\omega, r) = \sum_{n=1}^N \frac{\dot{I}_n(\omega)l}{4\pi} \left[ j \frac{k}{r_n} + \frac{1}{r_n^2} \right] \cdot \sin \theta_n \cdot e^{-jkr_n}, \quad (7)$$

$$\dot{E}_r(\omega, r) = \sum_{n=1}^N \frac{k}{\omega\epsilon} \frac{\dot{I}_n(\omega)l}{2\pi} \left[ \frac{1}{r_n^2} - j \frac{1}{kr_n^3} \right] \cdot \sin \theta_n \cdot e^{-jkr_n}, \quad (8)$$

$$\dot{E}_\theta(\omega, r) = \sum_{n=1}^N \frac{k}{\omega\epsilon} \frac{\dot{I}_n(\omega)l}{4\pi} \left[ j \frac{k}{r_n} + \frac{1}{r_n^2} - j \frac{1}{kr_n^3} \right] \cdot \sin \theta_n \cdot e^{-jkr_n}. \quad (9)$$

Недостатком представленных моделей является то, что они не учитывают, что передача сигналов в современных интерфейсах осуществляется по дифференциальным линиям.

**4. Модель излучения от дифференциальной линии.** Дифференциальную линию можно представить в виде совокупности двух параллельных диполей (рисунок 5), находящихся на расстоянии  $\Delta r$  друг от друга или двух рамочных антенн, находящихся в параллельных плоскостях на том же расстоянии:

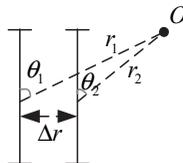


Рис. 5. Расположение двух диполей и точки наблюдения

В случаях, когда точка измерения находится на расстоянии  $r \gg \Delta r$ , углы  $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ . Рассмотрим излучение двух диполей Герца, для случая, когда расстояние до точки наблюдения для каждого из них намного больше расстояния между ними  $r_1 \gg \Delta r$  и  $r_2 \gg \Delta r$ . Значение напряженностей магнитного и электрического полей имеют вид:

$$\dot{H}_\varphi(\omega, r) = \frac{l}{4\pi} \cdot \sin \theta \cdot \left[ \dot{I}_1(\omega) \cdot \left( j \frac{k}{r_1} + \frac{1}{r_1^2} \right) \cdot e^{-jk r_1} + \dot{I}_2(\omega) \cdot \left( j \frac{k}{r_2} + \frac{1}{r_2^2} \right) \cdot e^{-jk r_2} \right], \quad (10)$$

$$\dot{E}_r(\omega, r) = \frac{k \cdot l}{2\pi \omega \epsilon} \cos \theta \left[ \dot{I}_1(\omega) \left( \frac{1}{r_1^2} - j \frac{1}{k r_1^3} \right) e^{-jk r_1} + \dot{I}_2(\omega) \left( \frac{1}{r_2^2} - j \frac{1}{k r_2^3} \right) e^{-jk r_2} \right], \quad (11)$$

$$\dot{E}_\theta(\omega, r) = \frac{k \cdot l}{4\pi \omega \epsilon} \sin \theta \left[ \dot{I}_1(\omega) \left( j \frac{k}{r_1} + \frac{1}{r_1^2} - j \frac{1}{k r_1^3} \right) e^{-jk r_1} + \dot{I}_2(\omega) \left( j \frac{k}{r_2} + \frac{1}{r_2^2} - j \frac{1}{k r_2^3} \right) e^{-jk r_2} \right], \quad (12)$$

где  $r_1, r_2$  — расстояние до точки наблюдения от каждого из диполей;  $\dot{I}_1(\omega), \dot{I}_2(\omega)$  — комплексное значение амплитуд тока на частоте  $\omega$ , проходящей по различным проводникам дифференциальной линии.

При этом максимальное значение разности расстояний от точки наблюдения до диполей будет равно  $\Delta r$ .

$$\max(|r_2 - r_1|) = \Delta r. \quad (13)$$

Существует необходимость изучения влияния разности расстояний от диполей до точки наблюдения. Для этого предположим, что значение амплитуд токов на каждой частоте одинаково в каждом диполе, а также параметры самих диполей одинаковы. Тогда отношения составляющих напряженности полей в одной и той же точке наблюдения для диполей имеет вид:

$$\frac{\dot{H}_\varphi(\omega, r_1)}{\dot{H}_\varphi(\omega, r_2)} = \left( \frac{jk r_1 + 1}{jk r_2 + 1} \right) \cdot \left( \frac{r_2}{r_1} \right)^2 \cdot e^{jk(r_2 - r_1)}, \quad (14)$$

$$\frac{\dot{E}_r(\omega, r_1)}{\dot{E}_r(\omega, r_2)} = \left( \frac{k r_1 - j}{k r_2 - j} \right) \cdot \left( \frac{r_2}{r_1} \right)^3 \cdot e^{jk(r_2 - r_1)}, \quad (15)$$

$$\frac{\dot{E}_\theta(\omega, r_1)}{\dot{E}_\theta(\omega, r_2)} = \frac{jk^2 r_1^2 + k r_1 - j}{jk^2 r_2^2 + k r_2 - j} \cdot \left( \frac{r_2}{r_1} \right)^3 \cdot e^{jk(r_2 - r_1)}. \quad (16)$$

Преобразуем выражение для случая максимальной разности расстояний, т.е.  $r_1 = r_2 + \Delta r$ .

$$\frac{\dot{H}_\varphi(\omega, r_1)}{\dot{H}_\varphi(\omega, r_2)} = \left(1 + \frac{jk \cdot \Delta r}{jkr_2 + 1}\right) \cdot \left(\frac{r_2}{r_2 + \Delta r}\right)^2 \cdot e^{j \cdot k \cdot \Delta r}, \quad (17)$$

$$\frac{\dot{E}_r(\omega, r_1)}{\dot{E}_r(\omega, r_2)} = \left(1 + \frac{k \cdot \Delta r}{kr_2 - j}\right) \cdot \left(\frac{r_2}{r_2 + \Delta r}\right)^3 \cdot e^{j \cdot k \cdot \Delta r}, \quad (18)$$

$$\frac{\dot{E}_\theta(\omega, r_1)}{\dot{E}_\theta(\omega, r_2)} = \frac{jk^2(r_2 + \Delta r)^2 + k(r_2 + \Delta r)_1 - j}{jk^2r_2^2 + kr_2 - j} \cdot \left(\frac{r_2}{r_2 + \Delta r}\right)^3 \cdot e^{j \cdot k \cdot \Delta r}. \quad (19)$$

В реальном кабеле максимальное расстояние между проводниками дифференциальной линии будет менее  $\Delta r = 0.005$  м. Таким образом, можно считать, что  $\Delta r \rightarrow 0$ , значит, значения выражений (14-16) в правой части будут  $\rightarrow 1$ . Следовательно, разностью расстояний от каждого из диполей до точки измерения можно пренебречь. С использованием этого допущения выражения (10-12) преобразуются к следующему виду:

$$\dot{H}_\varphi(\omega, r) = \frac{l}{4\pi} \cdot \sin \theta \cdot \left(j \frac{k}{r} + \frac{1}{r^2}\right) \cdot e^{-jkr} \cdot (\dot{I}_1(\omega) + \dot{I}_2(\omega)), \quad (20)$$

$$\dot{E}_r(\omega, r) = \frac{k \cdot l}{2\pi\omega\epsilon} \cos \theta \left(\frac{1}{r_1^2} - j \frac{1}{kr_1^3}\right) \cdot e^{-jkr_1} \cdot (\dot{I}_1(\omega) + \dot{I}_2(\omega)), \quad (21)$$

$$\dot{E}_\theta(\omega, r) = \frac{k \cdot l}{4\pi\omega\epsilon} \cdot \sin \theta \cdot \left(j \frac{k}{r} + \frac{1}{r^2} - j \frac{1}{kr^3}\right) \cdot e^{-jkr} \cdot (\dot{I}_1(\omega) + \dot{I}_2(\omega)). \quad (22)$$

Поскольку преобразование Фурье является линейным [14], то для интервала наблюдения длительностью  $T_H$  можно записать следующее выражение:

$$\dot{I}_1(\omega) + \dot{I}_2(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{T_H} (I_1(t) + I_2(t)) \cdot e^{-j\omega t} dt. \quad (23)$$

Из выражений (20-23) видно, что напряженность магнитного и электрического полей и значение синфазной составляющей тока диффе-

ренциальной линии  $I_c(t) = I_1(t) + I_2(t)$  имеют прямо пропорциональную зависимость между собой. Аналогичная зависимость получается и для двух рамочных антенн, находящихся в параллельных плоскостях.

Высокоскоростную дифференциальную линию передачи можно описать как 2 параллельные антенны бегущей волны, находящиеся на расстоянии  $\Delta r$ . В этом случае для каждой двух параллельных диполей будут выполняться зависимости, полученные выше. Таким образом, напряженности поля ПЭМИ дифференциальной линии, описываемой с использованием антенны бегущей волны, будут также прямо пропорционально зависеть от синфазной составляющей тока передаваемой по этой линии.

В [9] рассматривалось представление сигналов дифференциальной линии в виде двух составляющих:

– синфазная составляющая  $I_c(t) = \frac{I_1(t) + I_2(t)}{2}$ ;

– дифференциальная составляющая  $I_d(t) = \frac{I_1(t) - I_2(t)}{2}$ .

Дифференциальная составляющая тока показывает абсолютно сбалансированную часть токов, протекающих по проводникам дифференциальной линии. Излучение от такой составляющей определяется разностью расстояний от точки измерений до этих проводников, и будет заметно на небольших расстояниях [11]. Как отмечалось выше, синфазная составляющая тока является основной причиной появления ПЭМИ. Поскольку  $I_1(t)$  и  $I_2(t)$  комплементарны, то синфазная составляющая тока  $I_c(t)$  отличается от постоянной составляющей только в моменты передачи по дифференциальной линии фронтов и срезов импульсов. Основными причинами возникновения синфазной составляющей являются:

- задержка по времени между сигналами в дифференциальной линии, обусловленная особенностями передатчика и сигнального тракта;
- различие между фронтами и срезами импульсов в проводниках дифференциальной линии;
- различием характеристик передающих трактов сигналов дифференциальной линии.

По результатам приведенных рассуждений можно сделать вывод о прямой зависимости энергии электромагнитных излучений от значения синфазной составляющей тока.

**5. Модель излучения от нескольких дифференциальных линий.** Одним из наиболее распространенных видеointерфейсов в настоящее время является *Digital Video Interface (DVI)* [15]. Как и у

большинства видеointерфейсов передача различных составляющих цветов пикселя, выводимого на экран, осуществляется по параллельным линиям. Учитывая эту особенность видеointерфейсов, модель сигналов побочных электромагнитных излучений от них можно представить в виде совокупности двух моделей:

- модель информационных сигналов видеointерфейсов, учитывающая компенсационные свойства дифференциальных линий;
- модель излучения от нескольких дифференциальных линий в видеосистеме.

Взаимосвязь этих моделей представлена на рисунке 6.

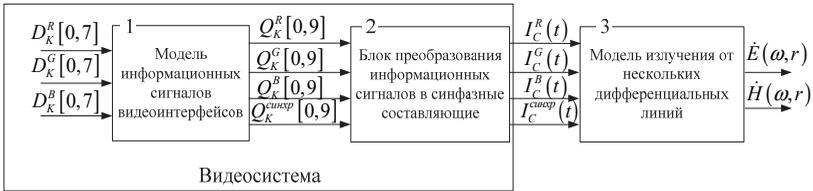


Рис. 6. Взаимосвязь моделей, описывающих излучение видеосистемы

На рисунке 6  $D_K^R[0,7]$ ,  $D_K^G[0,7]$ ,  $D_K^B[0,7]$  — значения последовательностей, соответствующих 8-битному представлению уровней яркости базовых цветов пикселей по модели *RedGreenBlue(RGB)*, на  $k$  этапе работы;  $Q_K^R[0,9]$ ,  $Q_K^G[0,9]$ ,  $Q_K^B[0,9]$ ,  $Q_K^{\text{sinxp}}[0,9]$  — значения передаваемых по интерфейсным линиям последовательностей, на  $k$  этапе работы модели информационных сигналов видеointерфейсов;  $I_C^R(t)$ ,  $I_C^G(t)$ ,  $I_C^B(t)$ ,  $I_C^{\text{sinxp}}(t)$  — непрерывные значения синфазных составляющих тока, соответствующих передаче последовательностей  $Q_K^R[0,9]$ ,  $Q_K^G[0,9]$ ,  $Q_K^B[0,9]$ ,  $Q_K^{\text{sinxp}}[0,9]$  по интерфейсным линиям видеосистемы;  $\dot{E}(\omega, r)$ ,  $\dot{H}(\omega, r)$  — комплексное значение напряженностей электрического и магнитного полей на частоте  $\omega$  и расстоянии до точки измерения  $r$ .

Блок измерения синфазных составляющих тока необходим для согласования дискретных и непрерывных данных, используемых в моделях. Стоит отметить, что измерения синфазных составляющих тока по всем дифференциальным линиям должно происходить одновременно.

Рассмотрим сначала модель излучения от нескольких дифференциальных линий. Проводники параллельных дифференциальных линий видеосистемы находятся на расстояниях соизмеримых с расстоянием между проводниками одной дифференциальной линии. Испол-

зую рассуждения, указанные выше, можно показать, что излучение от нескольких дифференциальных линий подобно излучению от проводников одной дифференциальной линии. Таким образом, синфазные составляющие в каждой линии будут оказывать воздействие на суммарный сигнал ПЭМИ от этих линий. Реальная модель излучения ПЭМИ представляет собой совокупность взаимосвязанных диполей, и может быть описана достаточно сложной моделью распределенного диполя. Выбор точки измерения, а также использование различных по свойствам антенн вносит дополнительную случайность в результаты измерений. Поэтому для оценки ПЭМИ нескольких дифференциальных каналов может быть использована упрощенная модель:

$$\dot{H}(\omega, r) = K_H(\omega, r) \cdot \left( I_C^R(\omega) + I_C^G(\omega) + I_C^B(\omega) + I_C^{cunxp}(\omega) \right), \quad (24)$$

$$\dot{E}(\omega, r) = K_E(\omega, r) \cdot \left( I_C^R(\omega) + I_C^G(\omega) + I_C^B(\omega) + I_C^{cunxp}(\omega) \right), \quad (25)$$

где  $K_H(\omega, r)$ ,  $K_E(\omega, r)$  — пространственно-частотные характеристики излучений от дифференциальных линий;  $I_C^R(\omega)$ ,  $I_C^G(\omega)$ ,  $I_C^B(\omega)$ ,  $I_C^{cunxp}(\omega)$  — комплексные значения амплитуд синфазных составляющих токов, протекающих в линиях видеосистемы на частоте  $\omega$ .

Представленная модель указывает на зависимость уровней напряженностей электрических и магнитного полей от суммарного значения синфазных составляющих токов, протекающих в нескольких дифференциальных линиях. И в дальнейшем используется для исследования взаимного влияния ПЭМИ нескольких дифференциальных линий.

Поскольку электромагнитное излучение возникает только в моменты изменения тока или напряжения в линии [6], то для сигналов цифровых видеointерфейсов СВТ ПЭМИ будут возникать только в моменты передачи фронтов и срезов сигналов, передаваемых по интерфейсной линии. Максимальный джиттер между сигналами, передаваемыми по параллельным интерфейсным линиям, составляет не более  $0,25 \cdot T_0$  (где  $T_0$  — время передачи одного бита информации) [8]. С учетом этих двух особенностей можно сделать вывод о взаимном влиянии ПЭМИ от параллельных интерфейсных линий видеосистемы только в моменты передачи по ним фронтов и срезов сигналов.

Модель информационных сигналов видеointерфейсов учитывает моменты совпадений знакоперемен в последовательностях, передаваемых по дифференциальным линиям. Это позволяет оценить степень взаимодействия ПЭМИ от нескольких дифференциальных линий. При этом ПЭМИ могут как компенсировать, так и усиливать друг друга.

Под степенью взаимодействия понимается коэффициент  $K$ , принимающий значение 1 в случае совпадения во всех последовательностях моментов знакоперемен, значение 0 в обратной ситуации.

Структурная схема модели представлена на рисунке 7. Разрабатываемая модель является динамической, детерминированной, дискретной [16].

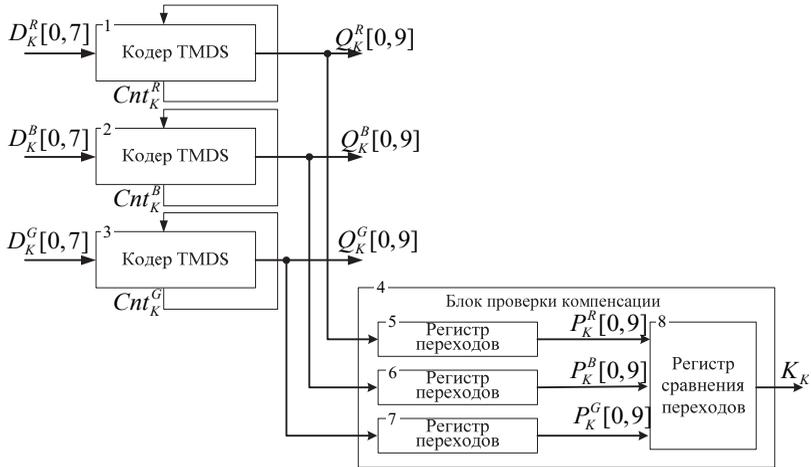


Рис. 7. Параметры модели информационных сигналов видеоинтерфейса DVI

В соответствии со структурной схемой модели входными параметрами является множество входных 8-битных последовательностей  $D_K^R[0,7] \in A$ ,  $D_K^B[0,7] \in A$ ,  $D_K^G[0,7] \in A$ , поступающих на вход кодера *Transition Minimized Differential Signaling (TMDS)*, алгоритм работы которого указан в [17]. Множество  $A$  — множество всех возможных 8-битных комбинаций на входе кодера *TMDS*.

В качестве выходных параметров выступают:

- множество 10-битных выходных последовательностей на выходе кодера *TMDS*  $Q_K^R[0,9] \in B$ ,  $Q_K^B[0,9] \in B$ ,  $Q_K^G[0,9] \in B$ , где  $B$  — множество разрешенных комбинаций на выходе кодера;

- коэффициент  $K_K \in [0,1]$ , учитывающий взаимное влияние информационных дифференциальных линий друг на друга.

Внутренними управляемыми параметрами модели является начальное состояние кодера *TMDS*  $Cnt_0^R \in C$ ,  $Cnt_0^B \in C$ ,  $Cnt_0^G \in C$  где

$C = \{-8, -6, -4, -2, 0, 2, 4, 6, 8\}$  — множество возможных состояний кодера *TMDS*.

Внутренними неуправляемыми параметрами являются:

– множество 10-битных последовательностей с выхода регистров перехода:  $P_K^R [0,9] \in D$ ,  $P_K^B [0,9] \in D$ ,  $P_K^G [0,9] \in D$ , где  $D$  — множество возможных комбинаций на выходе регистров перехода для выходных сигналов с кодера *TMDS*;

– множество состояний кодера *TMDS* на  $k$ -шаге работы  $Cnt_K^R \in C$ ,  $Cnt_K^B \in C$ ,  $Cnt_K^G \in C$ .

Один шаг работы модели равен одному шагу работы кодера *TMDS*.

Работу кодера *TMDS* можно описать с использованием инъективной функции  $f: A \times C \rightarrow B \times C$ . Инъективные свойства функции определяются однозначностью кодирования информации и однозначностью определения выходного состояния при известной входной последовательности бит и известном состоянии кодера на предыдущем шаге работы модели. Модель работы кодера *TMDS* имеет следующий вид:

$$(Q_K [0,9], Cnt_K) = f(D_K [0,7], Cnt_{K-1}) \quad (26)$$

где  $D_K [0,7]$  — значение 8-битной последовательности на входе кодера *TMDS*;  $Q_K [0,9]$  — значение 10-битной последовательности на входе кодера *TMDS*;  $Cnt_K$ ,  $Cnt_{K-1}$  — значение состояний кодера *TMDS* на  $k$  и  $k-1$  шаге работы.

Работу регистра переходов можно описать с использованием инъекции  $h: B \rightarrow D$ . Логическая функция  $h$  описывается следующим выражением:

$$h(Q_K [0,9], Q_{K-1} [9]) = [Q_K [0] \oplus Q_{K-1} [9], Q_K [1] \oplus Q_K [0], \dots, Q_K [9] \oplus Q_K [8]]. \quad (27)$$

Таким образом, функция преобразует выходную последовательность кодера *TMDS*  $Q_K [0;9]$  в последовательность, в которой обозначены моменты переходов импульсов. Модель работы регистра переходов можно описать следующим образом:

$$P_K [0,9] = h(Q_K [0,9]). \quad (28)$$

Работу регистра сравнения переходов можно описать с использованием логической функции  $g$ . Функцию  $g$  необходима для определения единиц встречающихся во всех трех последовательностях

только один раз. Другими словами эта функция, выделяет переходы, встречающиеся только в одной из трех последовательностях  $Q_K [0, 9]$ . Функция  $g$  для  $i$  элементов последовательностей  $P_K^R [0, 9], P_K^B [0, 9], P_K^G [0, 9]$  имеет следующий вид:

$$g(P_K^R [i], P_K^B [i], P_K^G [i]) = \begin{cases} 1, & \text{если } w([P_K^R [i], P_K^B [i], P_K^G [i]]) = 1 \\ 0, & \text{если } w([P_K^R [i], P_K^B [i], P_K^G [i]]) \neq 1 \end{cases} \quad (29)$$

где  $w([P_K^R [i], P_K^B [i], P_K^G [i]])$  — вес по Хеммингу вектора  $[P_K^R [i], P_K^B [i], P_K^G [i]]$ .

С использованием этой функции вектор коэффициента  $K_K$  на  $k$  шаге работы имеет следующий вид:

$$K_K = \frac{g(P_K^R [0], P_K^B [0], P_K^G [0]) + \dots + g(P_K^R [9], P_K^B [9], P_K^G [9])}{10}. \quad (30)$$

Для нахождения значений коэффициента  $K$  для нескольких шагов работы модели необходимо найти среднее арифметическое этого коэффициента:

$$K_{1,N} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N K_i \quad (31)$$

Значение коэффициента  $K_{1,N} = 0$  говорит о том, что во всех 3 линиях видеосистемы на всех  $N$  этапах передаются последовательности с совпадающими моментами знакоперемен. При таком значении коэффициента, изменяя соотношение фаз между сигналами, передаваемыми по параллельным линиям, наблюдается изменение энергии суммарного ПЭМИ. Для сигналов с большими значениями коэффициента  $K_{1,N}$  значение энергии будет варьироваться меньше, при изменении соотношений фаз между сигналами в параллельной линии. В случае если  $K_{1,N} = 1$ , за счет изменения соотношений фаз между сигналами в параллельных линиях невозможно добиться изменения суммарного уровня ПЭМИ. Коэффициент  $K_{1,N} \in [0, 1]$  позволяет выбрать из всего множества возможных входных последовательностей, соответствующих цветам пикселей, выводимых на экран, множество входных последовательностей, при прохождении которых по

интерфейсным линиям ПЭМИ от отдельных дифференциальных линий будет оказывать максимальное воздействие друг на друга.

Для оценки взаимного влияния дифференциальных линий друг на друга был проведен эксперимент. В ходе которого измерялся уровень ПЭМИ от видеосистемы в частотной области при различных комбинациях сигналов, передаваемых по интерфейсным линиям. При каждом измерении изменяется соотношение фаз между сигналами, передаваемыми по параллельным интерфейсным линиям видеосистемы. При этом использовались периодические сигналы, поскольку они позволяют регистрировать ПЭМИ узкополосными приборами. Последовательность пикселей серого цвета, соответствующая уровню яркости 33 по составляющим в модели *RGB*, на выходе кодера будет иметь вид  $Q_k^1 [0,9] = [0,0,0,0,0,1,1,1,1,1]$ . При выводе на экран монотонного изображения с таким цветом пикселей, на физическом уровне по всем трем составляющим будет передаваться периодические сигналы. При выводе на экран уровня яркости цвета 223 на физическом уровне будет образовываться последовательность  $Q_k^2 [0,9] = [1,1,1,1,1,0,0,0,0,0]$ . Последовательности  $Q_k^1 [0,9]$  и  $Q_k^2 [0,9]$  инверсны между собой и периодичны с одной и той же скважностью, а также имеют значение коэффициента  $K_{1,N} = 0$ . Это позволяет оценить взаимное влияние дифференциальных линий друг на друга. Результаты измерения и условия проведения эксперимента приведены в таблице 1.

Таблица 1. Результаты измерений ПЭВМ In Win и монитора LG E2241

Условия проведения эксперимента: разрешение экрана монитора 1920*1080, расстояние от антенны до ПЭВМ $L=1$ м, частота измерений $f=148,51$ МГц, полоса пропускания $RBW=10$ кГц		
RGB комбинации	Уровень сигнал +шум, дБ/мкВ	Уровень шума, дБ/мкВ
33/33/33	38,1	6
33/33/223	40,0	
33/223/33	37,3	
223/33/33	39,1	
223/223/33	40,9	
223/223/223	46,4	
33/223/223	42,8	
223/33/223	44,6	

Как видно из результатов измерений, разность между максимальным и минимальным уровнем сигнала ПЭМИ составляет 9,1 дБ. Отличие по уровню излучений для комбинаций 33/33/33 и 223/223/223 связано с влиянием ПЭМИ от линии синхронизации. Таким образом, в

эксперименте показано, что изменяя соотношение фаз между сигналами в параллельной линии можно добиться изменения суммарного излучения от видеосистемы.

**3. Заключение.** В результате проведенных исследований разработана модель информационных сигналов видеосистемы, учитывающая компенсационные свойства дифференциальных линий. Эта модель позволяет выделить последовательности, при передаче которых по интерфейсным линиям образующиеся ПЭМИ будут оказывать друг на друга взаимное влияние. Результаты исследования этого влияния в ходе эксперимента показывают, что суммарное ПЭМИ видеосистемы может быть снижено в несколько раз.

Данные исследования в будущем позволят более объективно оценивать суммарный уровень ПЭМИ от видеосистемы за счет учета взаимного влияния дифференциальных линий. Кроме того, представленные модели могут быть использованы в задачах повышения защищенности информации обрабатываемой СВТ за счет снижения суммарного излучения от видеосистемы.

### Литература

1. *Зайцев А.П., Шелупанов А.А., Мецераков Р.В.* и др. Технические средства и методы защиты информации: учеб. для вузов // М.: ООО «Издательство Машиностроение». 2009. 508 с.
2. *Халаян Д. Б.* Защита информации. Вас подслушивают? Защищайтесь! // М.: НОУ ШО «Баярд». 2004. 432 с.
3. *Хорев А. А.* Защита информации от утечки по техническим каналам. Часть 1. Технические каналы утечки информации : учеб. пособие // М. : Гостехкомиссия России. 1998. 320 с.
4. *Бузов Г.А., Калинин С.В., Кондратьев А.В.* Защита от утечки информации по техническим каналам : учеб. пособие // М.: Горячая линия – Телеком. 2005. 416 с.
5. *Хорев А. А.* Оценка возможности побочных электромагнитных излучений и наводок // Доклады ТУСУРа. 2014. № 2(32). С. 207–213.
6. *Kuhn G.* Electromagnetic Eavesdropping Risks of Flat-Panel Displays // 4th Workshop on Privacy Enhancing Technologies. 2004. pp. 20.
7. *Уэйкерли Дж.Ф.* Проектирование цифровых устройств // М.: Постмкет. 2003. 544 с.
8. Digital Display Working Group (DDWG). Digital Visual Interface (DVI) revision 1.0. 1999. URL:[http://www.cs.unc.edu/~stc/FAQs/Video/dvi\\_spec-V1\\_0.pdf](http://www.cs.unc.edu/~stc/FAQs/Video/dvi_spec-V1_0.pdf). (дата обращения: 20.03.2016).
9. *Джонсон Г.В., Грэхем М.* Высокоскоростная передача цифровых данных. Высший курс черной магии // М.: Вильямс. 2005. 1024 с.
10. *Гольдштейн Л.Д., Зернов Н.В.* Электромагнитные поля и волны // М.: «Советское радио». 1971. 664 с.
11. *Горбунова А.А., Коновалюк М.А., Баев А.Б.* Модель электромагнитных излучений проводных интерфейсов передачи данных средств вычислительной техники // Специальная техника. 2013. № 5. С. 26–36.

12. Гуляйкин Д.А., Тарусов В.А., Шалагинов В.А. Модель системы измерения побочных электромагнитных излучений // Вестник РГРТУ. 2014. № 1. С. 62–68.
13. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ // М.: Высшая школа. 1988. 432 с.
14. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Коржик В.И. и др. Теория электрической связи: учебник для вузов / под ред. Д.Д. Кловского // М.: Радио и связь. 1999. 432 с.
15. Колесниченко О.В., Шишигин И.В., Соломенчук В.Г. Аппаратные средства РС // СПб.: БХВ-Петербург. 2010. 800 с.
16. Советов Б. Я., Яковлев С. А. Моделирование систем: учеб. для вузов // М.: Высшая школа. 2001. 343 с.
17. National Semiconductor. LVDS Owner's Manual revision 2.0. 2000. URL: [http://www.gaw.ru/pdf/interface/LVDS/LOM\\_2.pdf](http://www.gaw.ru/pdf/interface/LVDS/LOM_2.pdf). (дата обращения: 20.03.2016).

## References

1. Zaicev A.P. *Tehnicheskie sredstva i metody zaschity informacii: Uchebnik dlya vuzov* [Hardware and methods of information security: tutorial]. М.: ООО «Izdatel'stvo Mashinostroeniye». 2009. 508 p. (In Russ.).
2. Halyapin D.B. *Zaschita informacii. Vas podslushivayut? Zashischaites'!* [Information security. Did you overhear? Defend yourself!]. М.: NOU ShO «Bayard». 2004. 432 p. (In Russ.).
3. Horev A.A. *Zaschita informacii ot utechki po tehničeskim kanalām. Chast'1. Tehničeskije kanaly utechki informacii: ucheb. posobie* [Information protection against leakage via technical channels. Part 1. Technical channels of information leakage: tutorial]. М.: Gostehkomissiya Rossii. 1998. 320 p.
4. Buzov G. A., Kalinin S. V., Kondrat'ev A. V. *Zaschita ot utechki informacii po tehničeskim kanalām: ucheb. posobie* [Protection against leakage of information through technical channels: tutorial] . М.: Goryachaya liniya – Telekom. 2005. 416 p. (In Russ.).
5. Horev A. A. [Evaluation of the possibility of side electromagnetic radiation and interference]. *Doklady TUSUR – Reports TUSUR*. 2014. vol. 2(32). pp. 207–213. (In Russ.).
6. Kuhn, G. Electromagnetic Eavesdropping Risks of Flat-Panel Displays. 4th Workshop on Privacy Enhancing Technologies. 2004. pp. 20.
7. Ueykerli J.F. *Proektirovanie cifrovih ustroystv* [Designing digital devices]. М.: Postmarket. 2003. 544 p. (In Russ.).
8. Digital Display Working Group (DDWG). Digital Visual Interface (DVI) revision1.0. April 1999. Available at: [http://www.cs.unc.edu/~stc/FAQs/Video/dvi\\_spec\\_V1\\_0.pdf](http://www.cs.unc.edu/~stc/FAQs/Video/dvi_spec_V1_0.pdf) (accessed 20.03.2016).
9. Johnson G.V., Grjehem M. *Visokoskorostnaia peredacha cifrovih dannih. Visshii kyrs chernoy magii* [High speed transmission of digital data. The highest rate of black magic]. М.: Graham-Williams. 2005. 1024 p. (In Russ.).
10. Goldshtein L.D., Zernov N.V. *Electomagnitnie polia I volni* [Electromagnetic fields and waves]. М.: "Soviet Radio". 1971. 664 p. (In Russ.).
11. Gorbunova A.A., Konovaliyk M.A., Baev A.B. [Model EMI wired data interfaces of computer technology]. *Special'naja tehnika – Special equipment*. 2013. vol. 5. pp. 26–36. (In Russ.).
12. Gulyaykin D.A., Tarusov V.A., Shalaginov V.A. [Model measurement system side electromagnetic radiation]. *Vestnik RSREU – Bulletin RSREU*. 2014. vol. 1. pp. 62–68. (In Russ.).
13. Sazonov D.M. *Anteni i ustroystva SVCH* [Antennas and microwave devices]. М.: Higher School. 1988. 432 p. (In Russ.).

14. Zyuko A.G., Kloovsky D.D., Korzhik V.I. et. al. *Teoria elektricheskoi svyazi: uchebnik dlja vuzov* [The theory of electric communication: textbook for universities. Ed. by D.D. Kloovsky]. M.: Radio and Communications. 1999. 432 p. (In Russ.).
15. Kolesnichenko O.V., Shishigin I.V., Solomenchuk V.G. *Apparatnie sredstva PC* [Hardware PC] SPb.: BHV-Petersburg. 2010. 800 p. (In Russ.).
16. Sovetov B.J., Yakovlev S.A. *Modelirovanie sistem: ucheb. dlja vuzov* [Modeling systems: Proc. for high schools]. M.: Higher School. 2001. 343 p. (In Russ.).
17. Natinal Semiconductor. LVDS Owner's Manual revision 2.0. 2000. Available at: [http://www.gaw.ru/pdf/interface/LVDS/LOM\\_2.pdf](http://www.gaw.ru/pdf/interface/LVDS/LOM_2.pdf). (accessed 20.03.2016).

**Васечкин Евгений Александрович** — сотрудник, Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации. Область научных интересов: техническая защита информации. Число научных публикаций — 6. [djonv87@inbox.ru](mailto:djonv87@inbox.ru); Приборостроительная, 35, Орел, 302034; р.т.: +7(4862)549533.

**Vasechkin Eugene Aleksandrovich** — researcher, The Academy of Federal Security Guard Service of the Russian Federation. Research interests: technical protection of information. The number of publications — 6. [djonv87@inbox.ru](mailto:djonv87@inbox.ru); 35, Priborostroitel'naya Street, Orel, 302034, Russia; office phone: +7(4862)549533.

**Таранов Алексей Борисович** — сотрудник, Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации. Область научных интересов: техническая защита информации. Число научных публикаций — 5. [taalbo@yandex.ru](mailto:taalbo@yandex.ru); Приборостроительная, 35, Орел, 302034; р.т.: +7(4862)549533.

**Taranov Alexei Borisovich** — researcher, The Academy of Federal Security Guard Service of the Russian Federation. Research interests: technical protection of information. The number of publications — 5. [taalbo@yandex.ru](mailto:taalbo@yandex.ru); 35, Priborostroitel'naya Street, Orel, 302034, Russia; office phone: +7(4862)549533.

## РЕФЕРАТ

### *Васечкин Е.А., Таранов А.Б.* **Модель сигналов побочных электромагнитных излучений видеоинтерфейсов.**

В результате развития средств обработки и передачи информации, а также возрастания возможностей средств технической разведки все более значимой становится задача решения проблем защиты информации. При этом для средств вычислительной техники наиболее опасным является канал утечки информации за счет побочных электромагнитных излучений. Наиболее уязвимой к утечке по этому каналу является видеосистема. Поэтому существует важная задача, связанная с оценкой энергии побочных электромагнитных излучений от видеосистемы.

Анализ аппаратной реализации оборудования современных видеоинтерфейсов позволил выделить следующие особенности:

- передача сигналов по ним осуществляется с использованием дифференциальных линий;

- информация о цвете пикселей передается по параллельным линиям.

Детальное изучение этих особенностей позволяет выдвинуть гипотезу о взаимодействии побочных электромагнитных излучений от параллельных дифференциальных линий в видеосистеме.

В статье показана зависимость напряженностей электрических и магнитных полей побочного электромагнитного излучения от нескольких дифференциальных линий. Также приведена модель информационных сигналов видеоинтерфейса, учитывающая компенсационные свойства дифференциальных линий. Использование этой модели позволяет выделить последовательности, при передаче которых по интерфейсным линиям будет наблюдаться взаимное влияние побочных электромагнитных излучений от параллельных дифференциальных линий.

По результату проведенного эксперимента можно сделать вывод о необходимости учета взаимного влияния дифференциальных линий в задачах оценки защищенности средств вычислительной техники.

## SUMMARY

### *Vasechkin E.A., Taranov A.B.* **A Model of Signals of Side Electromagnetic Radiation of Video Interfaces.**

With the development of means of information processing and transmission, as well as with the increasing opportunities of technical intelligence tools, the problem of information security becomes more vital. For computer equipment, the channel of information leakage due to side electromagnetic radiation poses a serious threat. A video system is the most vulnerable to leakage through this channel. Therefore, there is an important problem related to the energy assessment of side electromagnetic radiation from the video system.

The analysis of hardware implementation of modern video interfaces equipment allowed us to identify the following features:

- signaling is carried out using the differential transmission lines;
- information about pixels color is transmitted along parallel lines.

A detailed study of these features allows us to put forward a hypothesis about the interaction of side electromagnetic radiation from parallel differential lines in the video system.

The article shows the dependence of the electric and magnetic fields of side electromagnetic radiation on several differential lines. We also present a model of video information signals, which takes into account the compensatory properties of differential lines. Using this model allows one to select such sequences, during transmission of which via the interface lines there will be a mutual influence of side electromagnetic radiation from parallel differential lines.

The results of the conducted experiment allowed us to conclude about the necessity to consider the mutual influence of differential lines when evaluating computer equipment security.