

**СУВОРОВ Петр Анатольевич, кандидат технических наук**  
**КОНДРАТЬЕВ Андрей Валерьянович**  
**БЕЛИХОВ Сергей Николаевич**

## **НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ПОЛЯ ПОБОЧНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ, ОБРАБАТЫВАЮЩИХ КОНФИДЕНЦИАЛЬНУЮ ИНФОРМАЦИЮ**

В статье приводится уточнение физической модели непреднамеренных излучателей технических средств (ТС) при обработке на них конфиденциальной информации. По результатам уточнения предлагаются новые подходы по оценке предельных расстояний радиусов радиоперехвата информационных сигналов для низкочастотных устройств.

Основным каналом утечки информационных сигналов с технических средств является непреднамеренное излучение электромагнитных полей, связанное с обработкой информации.

Остановимся более подробно на особенностях поля побочного электромагнитного излучения от технических средств (диапазон рассматриваемых частот 100 Гц – 1,8 ГГц). Основные закономерности и свойства электромагнитного поля описываются системой уравнения Максвелла [4].

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{rot} \bar{H} = \sigma \bar{E} + \epsilon_0 \frac{d\bar{E}}{dt} \\ \text{rot} \bar{E} = -\mu_0 \frac{d\bar{H}}{dt} \\ \text{div} \bar{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \end{array} \right. , \text{ где } \epsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi} \text{ (Ф/м)}, \mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ (Г/м)}, \text{ div} E = \begin{cases} \frac{d\rho}{dx} \\ \frac{d\rho}{dy} \\ \frac{d\rho}{dz} \end{cases} . \quad (1)$$

Для гармонического сигнала, т.е.

$$\begin{aligned} \dot{E} &= E e^{i\omega t} \\ \dot{H} &= H e^{i\omega t} \end{aligned} \quad (2)$$

система уравнений Максвелла (1) будет выглядеть как:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{rot} \dot{H} = (\sigma + i\omega\epsilon_0) \dot{E} \\ \text{rot} \dot{E} = -i\omega\mu_0 \dot{H} \\ \text{div} \dot{E} = \frac{\dot{\rho}}{\epsilon_0} \\ \text{div} \dot{H} = 0 \end{array} \right. , \text{ где: } \text{rot} E = \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \frac{\oint E dl}{\Delta S}, \text{ rot} H = \lim_{\Delta S \rightarrow 0} \frac{\oint H dl}{\Delta S} . \quad (3)$$

Для решения приведенных выше уравнений Максвелла (3) вводятся дополнительные параметры электромагнитного поля – электрический и магнитный запаздывающие потенциалы  $\varphi$  и  $A$ :

$$\begin{aligned} \varphi &= \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_v \frac{\rho(t - \frac{r}{c}) dv}{r} \\ \bar{A} &= \frac{\mu_0}{4\pi} \int_v \frac{\bar{\delta}_i(t - \frac{r}{c}) dv}{r} , \end{aligned} \quad (4)$$

где:  $\rho$  и  $\delta_i$  – объемные плотности заряда и тока непреднамеренных излучателей,  
 $r$  – расстояние до точки наблюдения,  
 $c$  – скорость света.

С учетом введенных параметров  $A$  и  $\varphi$ :

$$\begin{cases} \bar{E} = -(\text{grad}\varphi + \frac{d\bar{A}}{dt}) \\ \bar{H} = \frac{1}{\mu_0} \text{rot}\bar{A} \end{cases}, \text{ где } \text{grad}\varphi = \begin{cases} \frac{d\varphi}{dx} \\ \frac{d\varphi}{dy} \\ \frac{d\varphi}{dz} \end{cases}. \quad (5)$$

Реальные излучатели ТС можно рассматривать как совокупность элементарных электрических и магнитных излучателей (диполей).

### Элементарный электрический излучатель (особенности электромагнитного поля в непосредственной близости от источника)

В полярной системе координат элементарный электрический излучатель представлен на рис. 1.

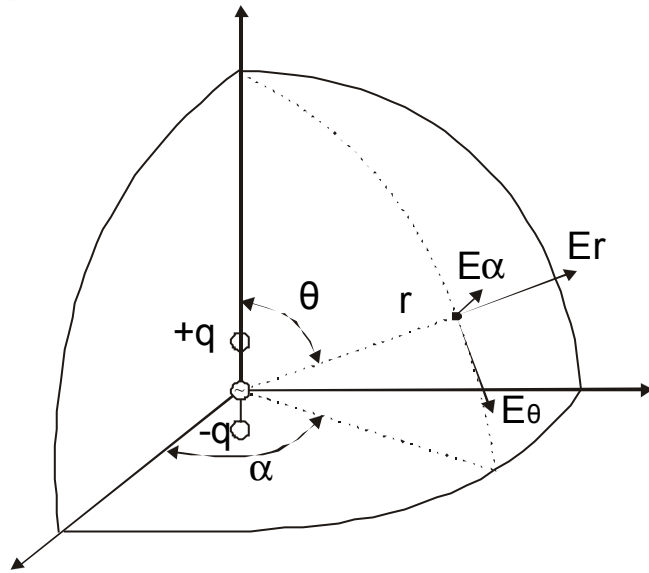


Рис.1. Элементарный электрический излучатель

Компоненты электромагнитного поля элементарного электрического излучателя имеют следующий вид [4]:

$$\begin{cases} \bar{E}_r = \frac{2Jl \cos \theta}{4\pi j \omega \epsilon_0 r^3} (1 + j\alpha r^2) e^{-j\alpha r} \\ \bar{E}_\theta = \frac{Jl \sin \theta}{4\pi j \omega \epsilon_0 r^3} (1 + j\alpha r - \alpha^2 r^2) e^{-j\alpha r} \\ \bar{H}_\alpha = \frac{Jl \sin \theta}{4\pi r^2} (1 - j\alpha r) e^{-j\alpha r} \end{cases}, \quad (6)$$

где

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{c},$$

$$J = i\omega\dot{q}.$$

В экваториальной плоскости (горизонтальная плоскость) имеем:

$$\begin{cases} \dot{E}_\theta = \dot{M}_s \left\{ \frac{1}{(\alpha r)^3} + \frac{j}{(\alpha r)^2} - \frac{1}{\alpha r} \right\} e^{-j\alpha r} \\ \dot{H}_\alpha = \frac{\dot{M}_s}{\rho} \left\{ \frac{j}{(\alpha r)^2} - \frac{1}{\alpha r} \right\} e^{-j\alpha r} \end{cases}, \quad (7)$$

где

$$\dot{M}_s = \frac{\dot{q}l}{4\pi\epsilon_0} \alpha^3 \text{ (В/м) – параметр излучателя,}$$

$$\rho = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \frac{1}{\epsilon_0 c}, \quad c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \text{ – скорость света в пустоте.}$$

Первые два члена в выражении (7) для  $E_\theta$  обязаны  $grad\varphi$ , а последний член обязан  $\frac{dA}{dt}$ .

При  $\alpha r < 1$  ( $r \leq \frac{\lambda}{2\pi}$ ) – ближняя зона излучения, напряженность электрического поля определяется как:

$$\dot{E}_\theta = \frac{\dot{q}l}{4\pi\epsilon_0} \frac{1}{r^3} \text{ – формула квазистатики, электрическое поле имеет потенциальный характер.}$$

Волновое сопротивление в ближней зоне  $\frac{E_\theta}{H_\alpha} = \frac{1}{j\alpha r} \rho$ , электрическое поле высокоомное (десятки и сотни кОм), источники поля – открытые электрические заряды, изменяющиеся по времени в такт с информационным сигналом.

Учитывая, что соотношение компонент поля атмосферных помех, определяющих границу зоны радиоперехвата  $\frac{E_{ш}}{H_{ш}} = \rho = 377 \text{ Ом}$ , радиус зоны радиоперехвата определяется только электрическим полем  $E_\theta$ .

В дальней зоне  $\alpha r \gg 1$  (волновая зона):

$$\left| \dot{E}_\theta \right| = \frac{\dot{M}_s}{\alpha r} = \frac{\dot{q}l\alpha^3}{4\pi\epsilon_0} \frac{1}{\alpha r} = \frac{\dot{q}l\alpha^2}{4\pi\epsilon_0} \frac{1}{r}.$$

Отношение компонент поля  $\frac{E_\theta}{H_\alpha} = \rho = 377 \text{ Ом}$ . Так как отношение компонент поля

маскирующих атмосферных шумов в эфире также составляет  $\frac{E_{ш}}{H_{ш}} = \rho = 377 \text{ Ом}$ ,

следовательно, расчётное значение зоны радиоперехвата будет одинаковой как по магнитной, так и по электрической составляющей.

Ниже приводятся графики законов убывания компонент поля для элементарного электрического излучателя (рис. 2).

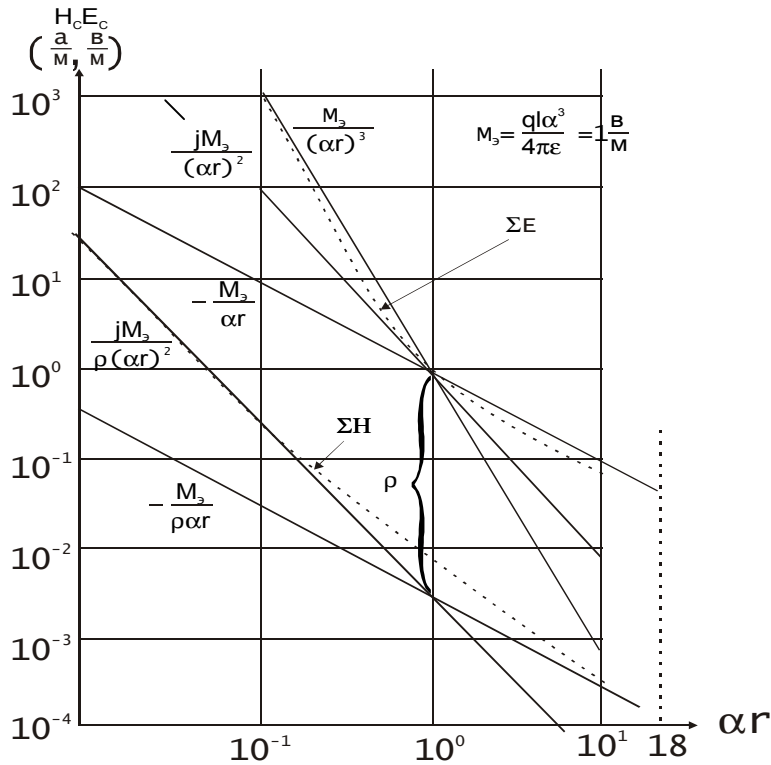


Рис. 2. Составляющие поля элементарного электрического излучателя

С учетом анализа уравнения электромагнитного поля (7) и с учетом практических измерений для реальных излучателей информационных сигналов ТС при определении предельного радиуса радиоперехвата используется несколько иной закон убывания поля. Он отличается от закона убывания элементарного электрического излучателя за счёт увеличенного квадратичного участка от  $r = 0,16\lambda$  до  $r = 3\lambda$ . При этом непреднамеренный электрический излучатель ТС рассматривается как квазиточечный (рис. 3).

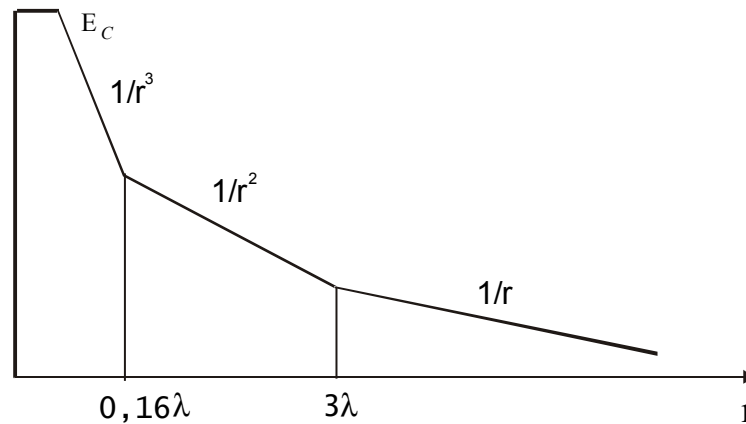


Рис. 3. Стандартная функция убывания электромагнитного поля непреднамеренного излучателя ТС

Аналитическая зависимость этих участков:

$$\text{Кубический участок} \quad E_c = \frac{M_3}{\alpha^3} \frac{1}{r^3} \text{ при } r \leq 0,16\lambda \quad (8)$$

$$\text{Квадратичный участок} \quad E_c = \frac{M_3}{\alpha^2} \frac{1}{r^2} \text{ при } 0,16\lambda \geq r \geq 3\lambda \quad (9)$$

$$\text{Линейный участок} \quad E_c = \frac{M_3}{6\pi\alpha} \frac{1}{r} \text{ при } r \geq 3\lambda \quad (10)$$

## Решение уравнений Максвелла для элементарного магнитного излучателя

В полярной системе координат элементарный магнитный излучатель представлен на *рис. 4*.

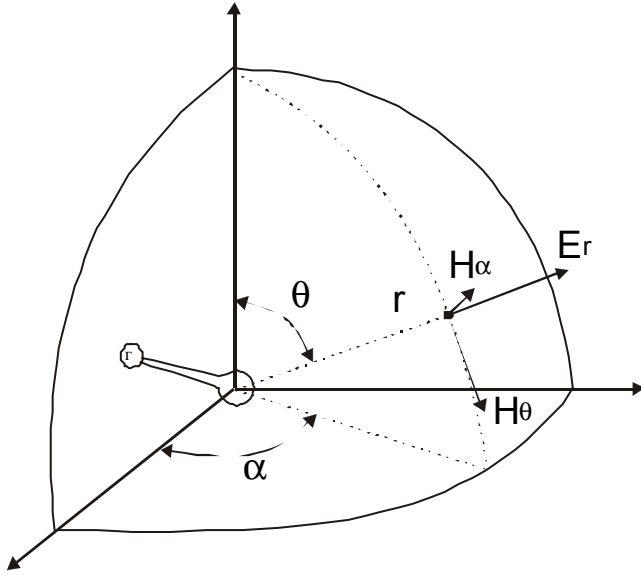


Рис. 4. Элементарный магнитный излучатель

Компоненты электромагнитного поля элементарного магнитного излучателя имеют следующий вид [4]:

$$\begin{aligned}\dot{\bar{H}}_r &= \frac{2jS \cos \theta}{4\pi r^3} (1 + j\alpha r) e^{-j\alpha r} \\ \dot{\bar{H}}_\theta &= \frac{jS \sin \theta}{4\pi r^3} (1 + j\alpha r - \alpha^2 r^2) e^{-j\alpha r} \\ \bar{E}_\alpha &= \frac{j\omega\mu_0 j \sin \theta}{4\pi r^2} (1 - j\alpha r) e^{-j\alpha r}\end{aligned}\quad (11)$$

Введем обозначения

$$\dot{M}_m = \frac{jS}{4\pi} \alpha^3, \quad \rho = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \mu_0 C = 377 \text{ Ом}, \quad C = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}\quad (12)$$

С учетом обозначений в экваториальной плоскости имеем:

$$\begin{aligned}\dot{\bar{H}}_\theta &= \dot{M}_m \left\{ \frac{1}{(\alpha r)^3} + \frac{j}{(\alpha r)^2} - \frac{1}{\alpha r} \right\} e^{-j\alpha r} \\ \dot{\bar{E}}_\alpha &= \rho \dot{M}_m \left\{ \frac{j}{(\alpha r)^2} - \frac{1}{\alpha r} \right\} e^{-j\alpha r}\end{aligned}\quad (13)$$

Для ближней зоны,  $\alpha r < 1$  ( $r < 0,16\lambda$ )  $\dot{\bar{H}}_\theta = \frac{jS}{4\pi r^3}$  – это выражение магнитостатики.

Электрическое поле  $E_\alpha$  незначительно по сравнению с магнитным, (по сравнению с волновой зоной) и имеет вихревой характер (обусловлено членом уравнения  $\frac{dA}{dt}$ ).

Волновое сопротивление  $\frac{E_\alpha}{H_\theta} = j\alpha r \rho$ , т.е. поле низкоомное (доли Ом, либо единицы Ом).

Если считать, что  $\frac{E_{\omega}}{H_{\omega}} = \rho$ , то расчётное значение радиуса зоны радиоперехвата по компоненте поля  $H_{\theta}$  будет намного больше, чем по компоненте  $E_{\alpha}$

Для дальней зоны излучателя  $\alpha r \geq 1$ ,  $H_{\theta} = \frac{M_m}{\alpha r}$ . Волновое сопротивление  $\frac{E_{\alpha}}{H_{\theta}} = \rho$ .

Так как отношение компонент поля маскирующих атмосферных шумов в эфире, как отмечалось выше, составляет  $\frac{E_{\omega}}{H_{\omega}} = \rho = 377 \text{ Ом}$ , следовательно, расчётное значение радиуса зоны радиоперехвата будет одинаковым как по магнитной, так и электрической составляющей.

На рис. 5 приводятся графики законов убывания компонент поля для элементарного магнитного излучателя с учётом их абсолютных значений.

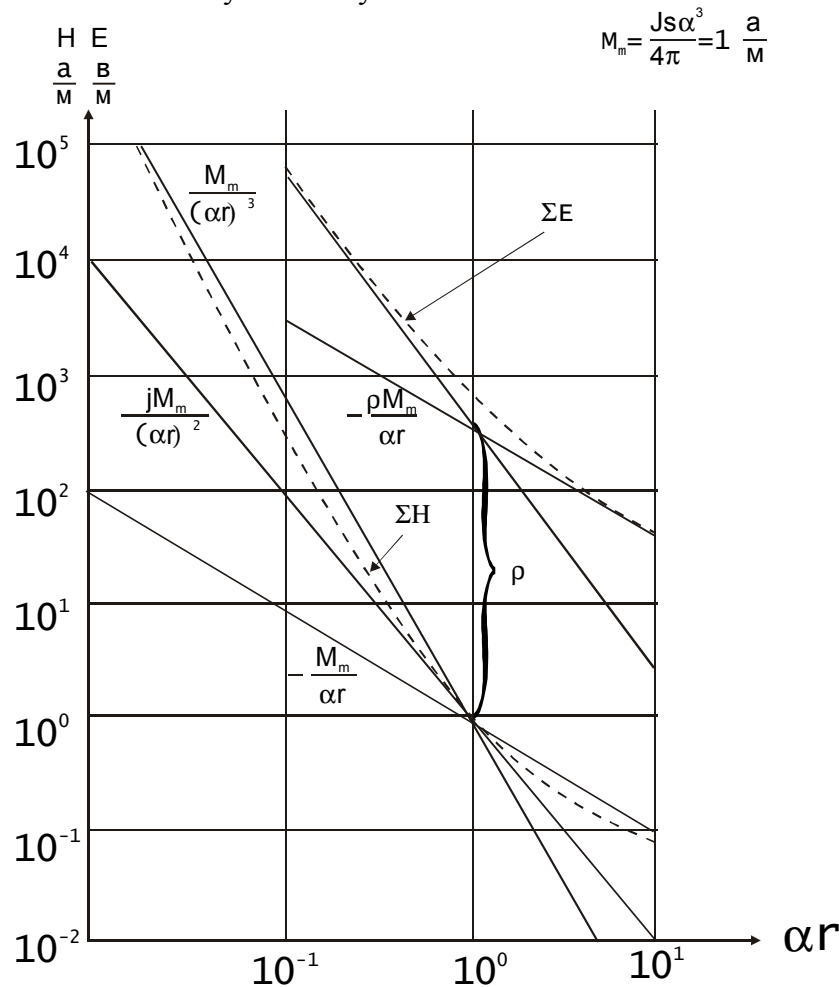


Рис. 5. Составляющие поля элементарного магнитного излучателя

### Реальные непреднамеренные излучатели электрического поля ТС

Физической моделью излучателя электрического поля ТС для частот примерно до 50 МГц (ближняя зона излучателя для расстояния  $d = 1 \text{ м}$ ) является несимметричный излучатель с зарядом  $q$ .

Этот переменный во времени заряд приподнят над проводящей поверхностью раздела электрических сред (пол, межэтажные перекрытия). Для решения задач вычисления электрического поля для ближней зоны излучения проводящая поверхность раздела электрических сред заменяется зеркальным изображением этого заряда.

Ограничение по частоте в 50 МГц вызвано еще и тем обстоятельством, что длина плеча излучающего диполя (рис. 6,  $2h = 0,85 \times 2 = 1,7 \text{ м}$ ) должна быть меньше  $0,5\lambda$ . Это обусловлено тем, что зеркальное отображение имеет заряд противоположного знака, а это

возможно при условии, что на отрезке  $2h$  укладывается не более чем половина длины волны. Физическая модель ТС как излучателя электрического поля для ближней зоны представлена на *рис. 6* [1].

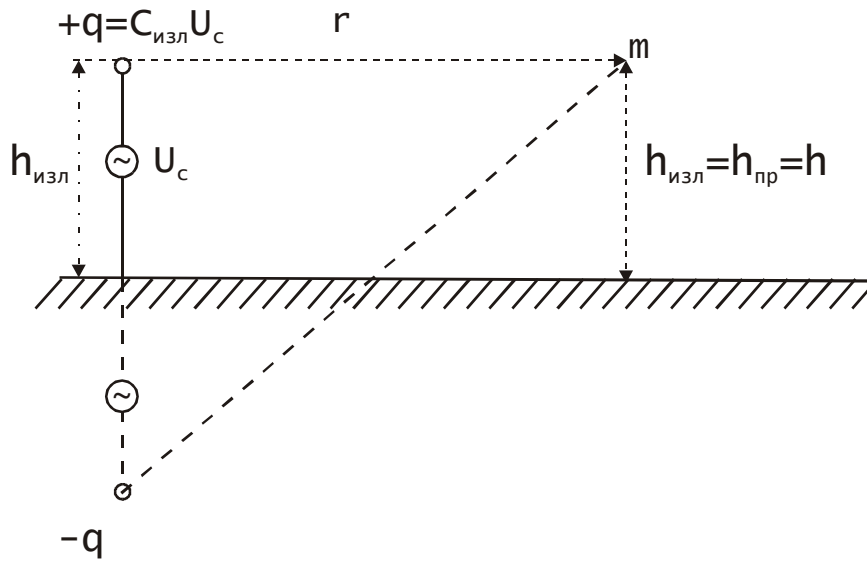


Рис. 6. Физическая модель излучателя поля для диапазона частот до 50 МГц

Для этой модели в ближней зоне излучения:

$$E = -grad\varphi,$$

$$\varphi_c = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 h} \left( \frac{1}{x} - \frac{1}{\sqrt{x^2 + 4}} \right), \quad (14)$$

где:  $x = r/h$

Полный вектор  $E_c$  электрического поля излучателя имеет продольное направление и равен:

$$E_c = \sqrt{E_{вер}^2 + E_{гор}^2},$$

где:

$$E_{вер} = \frac{d\varphi}{dh} = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 h^2} \frac{2}{(x^2 + 4)^{3/2}}, \quad (15)$$

$$E_{гор} = \frac{d\varphi}{dx} = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 h^2} \left\{ \frac{1}{x^2} - \frac{x}{(x^2 + 4)^{3/2}} \right\}.$$

Средневертикальная составляющая электрического поля ТС (при измерении поля несимметричной электрической антенной):

$$E_{св} = \frac{\varphi_c}{h_{пр}} = \frac{q_{изл}}{4\pi\epsilon_0 h^2} \left\{ \frac{1}{x} - \frac{1}{(x^2 + 4)^{1/2}} \right\}. \quad (16)$$

Ниже на *рис. 7* приводятся графическая зависимость  $E_c$  и  $E_{св}$  от расстояния до излучателя.

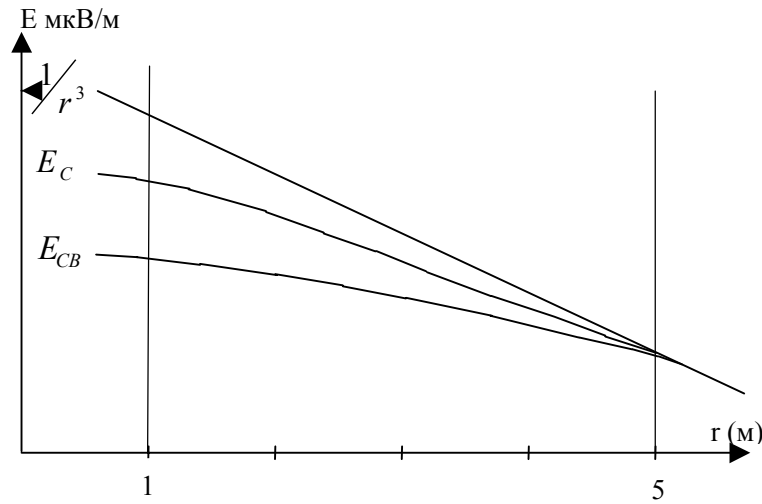


Рис. 7. Графическая зависимость  $E_c$  и  $E_{cb}$  от расстояния до излучателя

Для частот свыше 150 МГц (на длине плеча излучающего диполя  $2h = 0,85 \times 2 = 1,7$  м укладывается более половины длины волны опасного сигнала  $\lambda$ ) физической моделью излучателя электрического поля ТС является элементарный электрический диполь. Поверхность раздела электрических сред в виде пола (межэтажного перекрытия) на этих частотах слабо влияет на структуру поля (структура поля ТС в свободном пространстве описана в разделе об элементарном электрическом излучателе). Переход на другую модель непреднамеренного излучателя ТС с повышением частоты подтверждается изменением поляризации опасного сигнала с продольного направления на поперечное, что неоднократно отмечалось при исследованиях ТС.

Для реальных излучателей электрического поля на частотах до 50 МГц при расчёте зоны радиоперехвата необходимо использовать поправочный коэффициент  $K_{d/h}$ , учитывающий отличие электрического поля реального излучателя от элементарного за счёт конечных габаритов излучателя ( $2h$ ).

В общем виде при измерении поля электрическим диполем  $K_{d/h} = \frac{E_C}{E_{точ}}$ ,

где  $E_{точ} = E_\theta = \frac{ql}{4\pi\epsilon_0 r^3}$  (рис. 7, график  $1/r^3$ ), для значения  $d = 1$  м,  $K_{d/h} = 0,46$ .

При измерении поля штыревой антенной  $K_{d/h} = \frac{E_{CB}}{E_{точ}}$ , для значения  $d = 1$  м,  $K_{d/h} = 0,28$ .

На частотах 150 МГц и выше, значение этого коэффициента приближается к единице, т.е. излучатель становится квазиточечным.

### Реальные магнитные излучатели электромагнитного поля

Физической моделью излучателя магнитного поля ТС для всего диапазона частот является рамка с площадью  $S$ , обтекаемой током  $I$ , изменяющимся по закону информационного сигнала (при  $r \gg a$ , что обычно выполняется при пробных замерах поля при испытаниях ТС) магнитное поле рамки можно рассматривать как элементарный излучатель.

Физическая модель излучателя магнитного поля представлена на рис. 8.



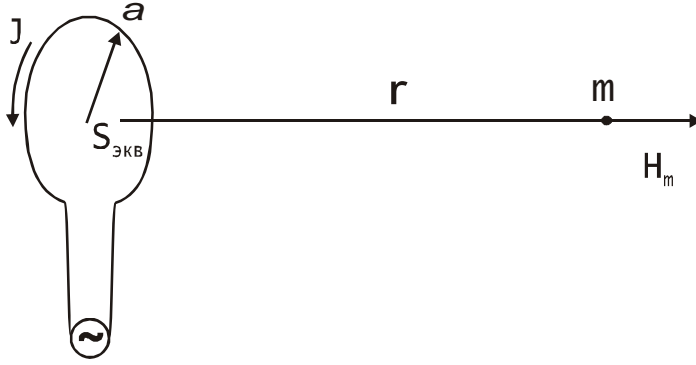


Рис. 8. Физическая модель излучателя магнитного поля

Напряженность магнитного поля в непосредственной близости от излучателя (для  $r \leq 0,16\lambda$ ) определяется законами магнитостатики.

В направлении оси рамки на расстоянии  $r$  (максимальное поле  $H_m$ ):

$$H_m = \frac{Ia}{2(a^2 + r^2)^{3/2}},$$

или

$$H_m = \frac{IS_{экв}}{2\pi(a^2 + r^2)^{3/2}},$$

(17)

где  $a$  – радиус излучающей рамки,  $r$  – расстояние до точки  $m$ .

При  $r \gg a$

$$H_m = \frac{IS_{экв}}{2\pi r^3}, \text{ т.е. магнитное поле убывает с расстоянием по закону } 1/r^3.$$

Вихревая составляющая электрического поля излучающей рамки в ближней зоне равна:

$E_{\text{вих}} = \alpha r \rho H$ . Как отмечалось выше, она не является определяющей при расчёте радиуса зоны радиоперехвата.

Из сказанного выше можно сделать следующий промежуточный вывод:

Ввиду того, что технические средства состоят из электрических и магнитных излучателей, причем их соотношение в общем виде неизвестно, необходимо при проведении специсследований отдельно измерять вблизи ТС электрические и магнитные поля и отдельно рассчитывать размер зоны радиоперехвата по  $E$  и по  $H$  и выбирать из них максимальное значение.

### Экспериментальная проверка законов убывания электромагнитного поля от модели излучателя и реальных ТС

Ниже приводятся результаты экспериментальной проверки законов убывания электромагнитного поля от модели излучателя и реальных ТС.

Модель излучателя состояла из генератор стандартных сигналов соответствующего диапазона частот и излучателя емкостью в 3,0 пФ, расположенного на расстоянии 0,5 метра от заземлённого генератора. Модель излучателя размещались на высоте 0,85 метра по отношению к подстилающей проводящей поверхности. На расстоянии  $d = 1$  м устанавливалась измерительная антенна-диполь, подключаемая к селективному микровольтметру. Схема измерения приведена на рис. 9.

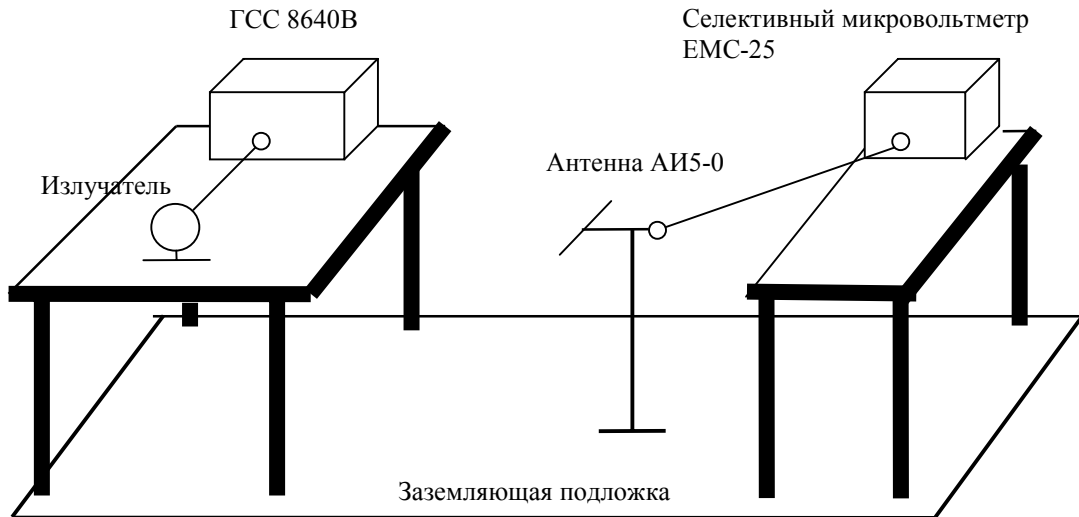


Рис. 9. Схема измерительной установки

Целью экспериментальных измерений (табл. 1, 2) было подтверждение существования модели излучателя с зеркальным изображением в ограниченном диапазоне частот до 50 МГц, а на частотах свыше 150 МГц подтверждение того, что моделью излучателя ТС становится элементарный электрический излучатель, расположенный в пределах (внутри) технического средства. Параметры излучателя:  $C_{изл} = 3 \text{ нФ}$ ,  $U_z = 1 \text{ В}$ ,  $\ell = 0,5 \text{ м}$ ,  $h = 0,85 \text{ м}$ ,  $d = 1 \text{ м}$ .

$f = 3 \text{ МГц}$   
(ближняя зона, расчётная форм)

$$E_{рас} = \sqrt{E_{вер}^2 + E_{гор}^2},$$

где :

$$E_{вер} = \frac{d\phi}{dh} = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 h^2} \frac{2}{(x^2 + 4)^{3/2}},$$

$$E_{гор} = \frac{d\phi}{dx} = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 h^2} \left\{ \frac{1}{x^2} - \frac{x}{(x^2 + 4)^{3/2}} \right\}.$$

$f = 200 \text{ МГц}$   
(промежуточная зона, расчётная форм)

$$E_{рас} = \frac{ql}{4\pi\epsilon_0} \alpha^3 \frac{1}{(\alpha r)^2} = \frac{2\pi ql}{4\pi\epsilon_0 \lambda} \cdot \frac{1}{r^2}.$$

Таблица 1.

$r, \text{ м}$	$f = 3 \text{ МГц}$				$f = 200 \text{ МГц}$			
	$E_{рас}, \text{ мВ/м}$	$E_{изм}, \text{ мВ/м}$	$K_{d/h}$	Поляризация	$E_{рас}, \text{ мВ/м}$	$E_{изм}, \text{ мВ/м}$	$K_{d/h}$	Поляризация
0,5	105,2	98	0,25	Продольная	216,3	205	1	Поперечная
1,0	24,67	27	0,46	Продольная	54,4	51	1	Поперечная
2,0	6,05	5,2	0,9	Продольная	13,7	11	1	Поперечная

В табл. 2 представлены результаты измерения структуры поля от реального излучателя в виде настольной ПЭВМ. Тестировалась видеосистема на том же стенде.

Таблица 2.

F, МГц	$E_{изм}$ , dB	Поляризация
21,5	45	Продольная
64,5	48	Продольная
107,5	39	Поперечная
322,5	32	Поперечная
654	27	Поперечная

### Выводы:

Из результатов, приведенных в табл. 1, 2 видно, что экспериментально подтверждается предположение о существовании двух моделей излучателей, т.е. на частотах примерно до 50 МГц необходимо учитывать зеркальное отображение излучателя, обязанное проводящей поверхности раздела электрических сред, т.е. пола, а на частотах свыше 150 МГц моделью излучателя становится элементарный (квазиточечный) диполь, размещённый внутри ТС. Поверхность раздела электрических сред (пола) на этих частотах слабо влияет на структуру поля. Результаты данной работы требуют дальнейшего теоретического и экспериментального подтверждения.

В проекте новой методики, учитывающей особенности модели излучателя, очень неудобно проводить расчёты предельного радиуса радиоперехвата информационных сигналов ТС, имея в виду изменение модели излучателя по частоте, т.е. учитывать переменный по частоте коэффициент  $K_{d/h}$ .

Проще было бы по мнению авторов в проекте новой методики при расчёте предельного радиуса радиоперехвата для низкочастотных устройств типа принтер, телевизор (как правило, низкочастотные устройства) использовать коэффициент  $K_{d/h} = 0,46$  при измерении диполем и  $K_{d/h} = 0,28$  при измерении штырем (для  $d = 1 м$ ).

Для высокочастотных устройств (это, как правило, высокочастотные устройства, например, мониторы, системные блоки) следует использовать коэффициент  $K_{d/h} = 1$ .

### Литература

1. И.С.Гоноровский. Радиотехнические цепи и сигналы. Изд. Советское Радио. Москва, 1971.
2. А.А. Харкевич. Спектры и анализ. Изд. Сов. Радио. М. 1970.
3. Б.Р. Левин. Теоретические основы статистической радиотехники. Изд. Сов. Радио. М. 1966.
4. Л.Д.Ландау Теория поля. Изд. Наука. М.1988.