

Особенности измерения электромагнитных полей со сложным спектральным составом приборами с различными типами детекторов.

Статья посвящена особенностям применения приборов для измерения низкочастотных электромагнитных полей созданных двумя и более источниками поля с различными частотами.

Рассматривается влияние способа преобразования переменного сигнала в постоянный сигнал на функциональные и метрологические характеристики приборов. Дается оценка погрешности измерения величины поля на одной из частот, в зависимости от величины поля на другой частоте, при использовании различных видов детекторов. Даются практические рекомендации по применению приборов.

Одним из основных процессов определяющих метрологические характеристики приборов, измеряющих переменные значения электрических сигналов, является преобразование этих сигналов в постоянное напряжение, или другими словами – детектирование переменных электрических сигналов.

Сразу сделаем несколько оговорок.

Во-первых, эта статья, несмотря на некоторую перегруженность формулами, имеет в основном практическую направленность и адресована в первую очередь работникам измерительных лабораторий - пользователям приборов, работникам ЦСМ,веряющим приборы, желающим получить несколько более углубленные знания о предмете деятельности, а также разработчикам и производителям приборов. Все вычисления, приведенные в статье очевидны, и используются только для того, чтобы обосновать практические выводы.

Во-вторых, мы не рассматриваем конкретные методы реализации детекторов, которые могут вносить дополнительные погрешности в измерения.

В-третьих, наши рассуждения касаются широкополосных измерителей, в которых измерение производится в полосе частот от ω_{min} до ω_{max} , входной сигнал является периодическим, и выходной сигнал линейно зависит от входного.

За пределами нашего исследования остаются приборы измеряющие мощность сигнала, а также приборы, работающие на основе спектрального анализа.

С учетом последнего замечания детекторы по выполняемым функциям делятся на несколько видов.

1. Детекторы среднего значения (ДС) с функцией преобразования

$$X_C = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} x(t) dt$$

2. Детекторы средневывпрямленного значения (ДСВ) с функцией преобразования

$$X_{CB} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} |x(t)| dt \quad (1)$$

3. Детекторы среднеквадратического значения (ДСКВ) с функцией преобразования

$$X_{CKB} = \left(\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} (x(t))^2 dt \right)^{0,5} \quad (2)$$

4. Детекторы максимального значения, или амплитудные детекторы (ДМ) с функцией преобразования

$$X_M = \max_{t \in (t_1, t_2)} |x(t)|$$

В некоторых приборах могут быть одновременно реализованы несколько видов детекторов .

В широкополосных измерителях электромагнитных полей (ШИЭП) в основном применяются два вида детекторов - ДСВ откалиброванные по среднеквадратическому значению гармонического сигнала и ДСКВ, которые часто

называются преобразователями истинного среднеквадратического значения или TRUE RMS. Детекторы могут быть реализованы как чисто аппаратными способами, так и программными с использованием быстродействующих аналого-цифровых преобразователей и цифровых сигнальных процессоров.

Существенной проблемой является отделение «полезного», т.е. сигнала, который мы хотим измерить от фонового сигнала. Очень часто такая задача возникает при калибровке, поверке приборов. Кроме того существенное различие в нормировании предельно допустимых уровней полей, создаваемых различными техническими средствами, работающими в одном и том же частотном диапазоне, провоцирует создание методик измерения не имеющих в основе ясной физической природы.

Так, для выделения сигнала, создаваемого полем монитора, в частотном диапазоне 5 Гц – 2 кГц, в [1] предлагается вычитать из показаний ШИЭП показания, измеренные на частоте фона 50 Гц.

Для того, чтобы понять насколько справедлива предложенная методика рассмотрим процесс преобразования сигналов для двух случаев - однокоординатных и трехкоординатных (изотропных) измерений поля в условиях воздействия на измеритель двух полей с разными частотами.

В случае однокоординатных измерений измеряется модуль проекции вектора напряженности поля по одной оси.

Рассмотрим выходные сигналы ДСВ и ДСКВ в условиях воздействия на них смешанных входных сигналов.

Ограничимся следующими двумя допущениями:

- детекторы считаем идеальными, т.е. соответствующими формулам, приведенным выше;
- на входе детектора смешиваются два гармонических сигнала $A_1 \cos(\omega_1 t)$ и $A_2 \cos(\omega_2 t)$, т.е. типичный случай, возникающий при калибровке приборов, Сначала рассмотрим ДСКВ.

В соответствии с (2) функция преобразования ДСКВ

$$X_{СКВ} = \left(\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} (A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t))^2 dt \right)^{0,5}$$

Пропуская несложные преобразования, получим:

$$X_{СКВ} = \left(\frac{1}{2} (A_1^2 + A_2^2) + \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t dt + \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} A_1 A_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t dt \right)^{0,5} \quad (3)$$

С учетом того, что $|t_2 - t_1| \gg 2\pi/\omega_1$ и $2\pi/\omega_2$ и, следовательно, третье слагаемое всегда обращается в ноль, возможны два варианта:

Первый - $|t_2 - t_1| \gg 2\pi/(\omega_1 - \omega_2)$. Тогда $X_{СКВ} = \left(\frac{1}{2} (A_1^2 + A_2^2) \right)^{0,5} \quad (4)$

Второй - $|t_2 - t_1| \leq 2\pi/(\omega_1 - \omega_2)$. В этом случае в сигнале появляется переменная составляющая на разностной частоте сигналов.

Учитывая, что $t_2 - t_1 = T_\phi$ – постоянная времени фильтра нижних частот детектора, (3) преобразуется в

$$X_{СКВ} = \left(\frac{1}{2} (A_1^2 + A_2^2) + \frac{1}{T_\phi} \int_0^{T_\phi} A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t dt \right)^{0,5} \quad (5)$$

Здесь возможны также два предельных случая:

Амплитуды сигналов сильно отличаются друг от друга, например $A_1 \gg A_2$. В этом случае можно пренебречь бесконечно малыми величинами A_2^2 и $A_1 A_2$, и (5)

преобразуется в $X_{СКВ} = \frac{1}{\sqrt{2}} A_1$

Амплитуды сигналов близки по значению. В этом случае в показаниях прибора возникают синусоидальные флуктуации на частоте $\omega_1 - \omega_2$, которые при равенстве амплитуд сигналов могут изменять показания на 100%.

Теперь перейдем к ДСВ. Воздействие на ДСВ двух и более сигналов достаточно полно рассмотрено в литературе, в частности в [2], [3]. Обычно используется разложение модулированного колебания в ряд Фурье, при этом детектирующая функция может быть представлена в виде степенного ряда или ряда Тейлора. Показано, что в спектре выходного сигнала детектора могут присутствовать составляющие с частотами кратными разностной частоте сигнала. Представление выходного сигнала ДСВ в виде простой алгебраической функции, как в ДСКВ, при воздействии на него двух и более периодических сигналов не возможно, поэтому используются приближенные методы вычислений.

Остановимся на некоторых практических аспектах.

Если $A = A_1 \gg A_2$ на детектор воздействует только один сигнал на частоте ω , то [4]

$$X_{СВ10} = \frac{2}{\pi} A, \text{ где}$$

$X_{СВ10}$ ($X_{СВ01}$) - средневыпрямленное значение при воздействии на детектор одного сигнала амплитудой A .

Допустим, что, обозначим $\theta = A_2/A_1$ и представим

$$x(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t = A_1 (\cos \omega_1 t + \theta \cos \omega_2 t)$$

Обозначив $\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} = \omega$ и $\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} = \Delta\omega$, при $A_1 = A_2 = A$ получим

получим формулу

$$x(t) = 2A \cos(\omega t) \cos(\Delta\omega t),$$

которая описывает амплитудно-модулированное колебание с подавленной несущей частотой.

Обозначим модулирующую функцию

$$A_M(t) = 2A \cos(\Delta\omega t)$$

тогда

$$x(t) = A_M(t) \cos(\omega t),$$

$$|x(t)| = |A_M(t) \cos(\omega t)| \quad (6)$$

$$\text{и } X_{СВ} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} |A_M(t) \cos(\omega t)| dt.$$

Вспользуемся представлением (6) рядом Фурье

$$|x(t)| = \frac{1}{2} F_0(A_M) + F_1(A_M) \cos(\omega t) + F_2(A_M) \cos(2\omega t) + \dots + F_k(A_M) \cos(k\omega t), \text{ где}$$

$F_k(A_M)$ - коэффициенты ряда Фурье.

$$F_k(A_M) = \frac{1}{T} \int_{T/2}^{T/2} |A_M(t) \cos(\omega t)| \cos(k\omega t) dt$$

При интегрировании ряда в соответствии с (1) на интервале $(t_2 - t_1) = 2\pi/\omega$ все составляющие на частоте ω и кратной ей обратятся в ноль. Таким образом

$$X_{СВ} = \frac{2}{\pi} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} F_0(A_M) dt, \text{ где}$$

$$F_0(A_M) = \frac{1}{T} \int_{T/2}^{T/2} |A_M(t) \cos(\omega t)| dt$$

Условимся считать $A_M(t)$ на участке интегрирования $(t_2 - t_1) = 2\pi/\omega \ll 2\pi/\Delta\omega$ постоянной величиной.

$$A_M(t) = A_M$$

Тогда

$$F_0(A_M) = \frac{1}{T} \int_{T/2}^{T/2} |A_M \cos(\omega t)| dt,$$

Используя свойство абсолютной величины $|ab| = |a||b|$, получим

$$F_0(A_M) = |A_M| \frac{1}{T} \int_{T/2}^{T/2} |\cos(\omega t)| dt$$

С учетом того, что

$$\frac{1}{T} \int_{T/2}^{T/2} |\cos(\omega t)| dt = \frac{2}{\pi} \text{ получим:}$$

$$F_0(A_M) = \frac{2}{\pi} |A_M| \quad (6)$$

Перепишем (1) с учетом (5), (6)

$$X_{CB} = \frac{2}{\pi} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} |2A \cos(\Delta\omega t)| dt = \frac{4A}{\pi} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} |\cos(\Delta\omega t)| dt$$

Разложив в ряд Фурье функцию $|\cos(\Delta\omega t)|$ [4], получим

$$|\cos(\Delta\omega t)| = \frac{4}{\pi} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{3} \cos(2\Delta\omega t) - \frac{1}{15} \cos(4\Delta\omega t) + \dots \right]$$

$$X_{CB} = \frac{16A}{\pi^2} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{3} \cos(2\Delta\omega t) - \frac{1}{15} \cos(4\Delta\omega t) + \dots \right] dt \quad (7)$$

Из (7) видно, что в спектре сигнала ДСВ возможны составляющие на частоте $\Delta\omega$ кратной ей частотам.

Также как для ДСКВ возможны два варианта:

Первый вариант - $|t_2 - t_1| = 2\pi/\Delta\omega$. В этом случае все слагаемые в (7) на частоте $\Delta\omega$ и кратных ей обращаются в ноль и с учетом [4]

$$X_{CB11} = \frac{8}{\pi^2} A = \frac{4}{\pi} X_{CB10},$$

где

X_{CB11} - средневывпрямленное значение при одновременном воздействии на детектор двух сигналов с равными амплитудами.

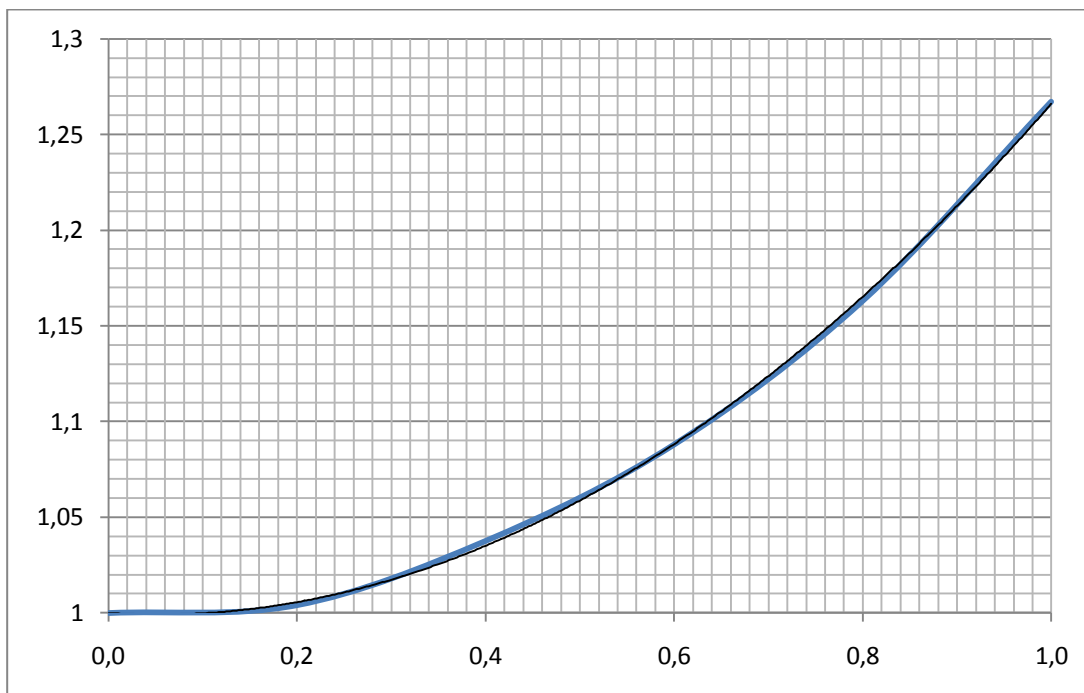


Рисунок 1

Для детектора, работающего в линейной области справедливо $X_{CB01}/X_{CB10} = \frac{A_2}{A_1} = \theta$

На рисунке 1 представлена расчетная зависимость X_{CB11}/X_{CB10} от θ в диапазоне значений от нуля до единицы, которая хорошо аппроксимируется полиномом второй степени

$$y = 0,2973\theta^2 - 0,0311\theta + 0,9999 \quad (8),$$

которая в точке $\theta = 1$ принимает значение $\frac{4}{\pi}$.

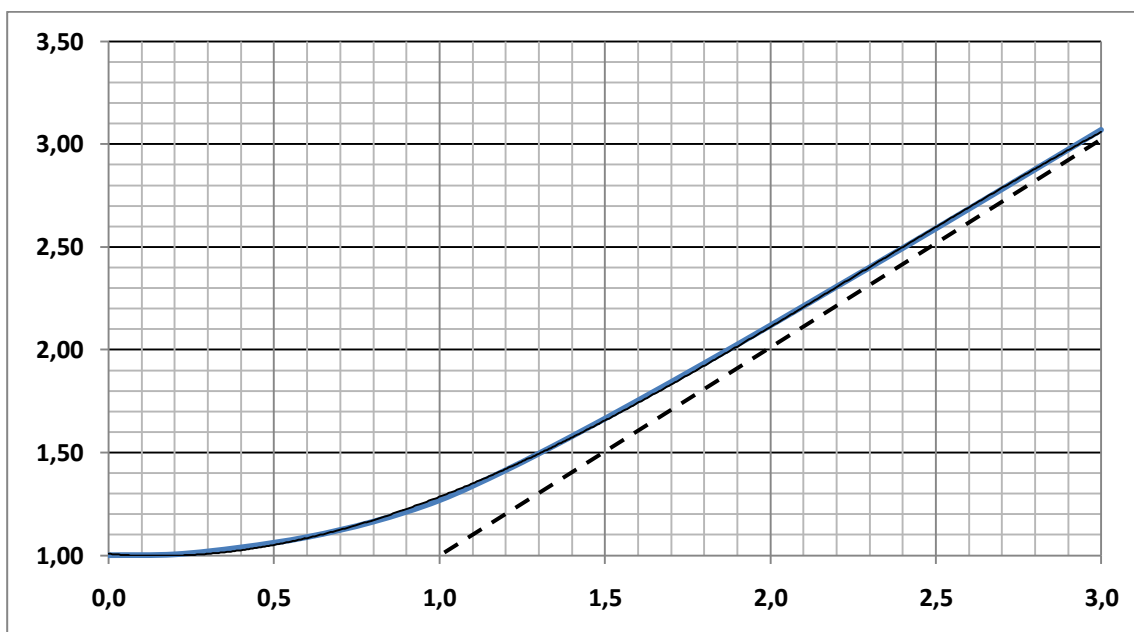


Рисунок 2

С точки зрения практического использования диаграммы и формулы (8) следует в качестве X_{CB10} брать значение большей составляющей поля, чтобы выполнялось соотношение $\theta \leq 1$.

На рисунке 2 представлена расчетная зависимость $y = X_{CB11}/X_{CB10}$ от отношения X_{CB01}/X_{CB10} в диапазоне значений от нуля до трех.

Кривая на участке от $0 \leq \theta \leq 3$ хорошо аппроксимируется полиномом третьей степени

$$y = -0,0711\theta^3 + 0,4875\theta^2 - 0,1388\theta + 1,0072 \quad (9).$$

При значениях $X_{CB01}/X_{CB10} > 3$ кривая X_{CB11}/X_{CB10} асимптотически приближается к прямой $y = \theta$.

Второй вариант $|t_2 - t_1| \neq 2\pi/\Delta\omega$. В этом случае в сигнале появляется переменная составляющая на частотах, кратных разностной частоте сигналов.

Как показано, суммарный выходной сигнал детектора зависит от амплитуд измеряемых сигналов и, следовательно, для вычисления полезной составляющей сигнала следует использовать следующие приемы:

Если спектральный состав фонового сигнал не совпадает со спектральным составом полезного сигнала и может быть замерен отдельно, то:

для прибора с ДСКВ
$$P_n = \sqrt{P_\Sigma^2 - P_\phi^2} \quad (10), \text{ где}$$

P_n - полезные показания прибора;

P_Σ - суммарные показания прибора;

P_ϕ - фоновое значение.

для прибора с ДСВ:

при отношении $0 < P_\Sigma / P_\phi \leq 3$, P_n может быть вычислено путем решения уравнений (8), (9), в которых $x = P_\phi / P_n$, а $y = P_\Sigma / P_\phi$, или по графику на рис.1, рис. 2;

при отношении $P_\Sigma / P_\phi \geq 3$ разделить полезный и фоновый сигналы невозможно.

Если спектры полезного и фонового сигнала не совпадают можно выключить источник полезного сигнала и измерить P_ϕ , затем измерить P_Σ при включенном источнике сигнала и произвести обратные вычисления по формулам (8), (9), (10).

Следует учитывать, что при настройке и калибровке приборов в случаях, когда частоты полезного и фонового сигналов близки в условиях сильных фоновых электромагнитных полей могут возникнуть условия для нестабильных показаний прибора.

Рассмотрим числовые примеры.

1. Проведение калибровки измерителя напряженности магнитного поля в кольцах Гельмгольца.

Пусть, измеренное значение фонового поля испытуемым прибором при выключенном поле колец составило $P_\phi = 70$ мА/м. Установленное в кольцах поле составило $P_n = 100$ мА/м.

Определить какие должны быть показания прибора в суммарном поле.

Для ДСКВ
$$P_\Sigma = \sqrt{P_n^2 + P_\phi^2} = 122 \text{ мА/м}$$

Для ДСВ рассчитаем величину $x = P_\phi / P_n = 0,7$

$$y = -0,075x^3 + 0,525x^2 - 0,169x + 1,011$$

$$y = -0,0711(0,7)^3 + 0,4875(0,7)^2 - 0,1388(0,7) + 1,0072 = 1,124$$

Следовательно, $P_{\Sigma} = 1,124$ $P_{\phi} = 112,4$ мА/м

2. Обратная задача

Пусть измеренное общее значение поля компьютера, включая фоновое поле, составило 300 нТл. Измеренное значение фонового поля на частоте 50 Гц составило 200 нТл.

Определить значение поля, создаваемого компьютером.

$$\text{Для ДСКВ } P_k = \sqrt{P_{\Sigma}^2 - P_{\phi}^2} = 223,6 \text{ нТл}$$

$$\text{Для ДСВ } y = P_{\Sigma}/P_{\phi} = 1,5$$

По графику на рис.2 определим $\theta = P_k/P_{\phi} = 1,3$.

Следовательно $P_k = 260$ нТл

Приведенные примеры наглядно показывают, в случае измерения полей, создаваемых двумя или более техническими средствами, работающими на разных частотах, показания приборов с разными типами детекторов могут существенно отличаться друг от друга.

В настоящее время появились приборы, имеющие изотропную (пространственно независимую) характеристику. Достигается это различными методами. Как правило, в низкочастотных измерителях применяется способ измерения трех ортогональных составляющих вектора напряженности поля с последующим вычислением модуля вектора поля

$$U = \sqrt{X^2 + Y^2 + Z^2}$$

Рассмотрим влияние детектора на работу прибора в этом случае.

Начнем с ДСКВ. Для упрощения рассуждений примем допущение (4).

Выходные сигналы детекторов по каждой из координат будут:

$$X_{СКВ} = \left(\frac{1}{2} (A_{1x}^2 + A_{2x}^2) \right)^{0,5}$$

$$Y_{СКВ} = \left(\frac{1}{2} (A_{1y}^2 + A_{2y}^2) \right)^{0,5}$$

$$Z_{СКВ} = \left(\frac{1}{2} (A_{1z}^2 + A_{2z}^2) \right)^{0,5}$$

$$\text{Тогда } U_{ДСКВ} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(A_{1x}^2 + A_{1y}^2 + A_{1z}^2) + (A_{2x}^2 + A_{2y}^2 + A_{2z}^2)}$$

$$U_{ДСКВ} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{A_1^2 + A_2^2}$$

Полученная формула ничем не отличается от (4), следовательно, все выводы сделанные относительно однокоординатного прибора с ДСКВ остаются в силе.

Получить простое аналитическое выражение для трехкоординатного прибора с ДСВ невозможно. Поэтому единственно возможным способом измерения синусоидальных сигналов такими приборами в условиях воздействия синусоидального фонового поля является фильтрация сигнала при помощи режекторного фильтра, настроенного на частоту фонового поля.

Несомненно, применение ДСВ значительно удешевляет прибор, однако накладывает существенные ограничения на область их применения. Для измерения сигналов такими приборами необходимо априорно знать величины

коэффициента формы $K_\phi = \frac{X_{СИ}}{X_{СВ}}$ и коэффициента амплитуды $K_a = \frac{A}{X_{СКВ}}$ измеряемого сигнала. Приборы построенные на базе ДСВ, как правило, калибруются по среднеквадратическому значению для гармонического сигнала. Для измерения средневывпрямленного значения сигнала любой формы таким прибором необходимо его показание разделить на коэффициент формы гармонического сигнала $K_{\phi\Gamma} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1,11$.

Таким образом

$$X_{СВ} = P_{СВ} / K_{\phi\Gamma} \approx 0,9 P_{СВ} \quad (11)$$

Рассмотрим возможность применения ДСВ в приборах, ориентированных на измерение полей со сложным спектральным составом, например, измерителей полей компьютеров.

В [5] показано, что источником электрического поля монитора в полосе частот 2-400 кГц является импульсный сигнал строчной развертки с частотой примерно 22кГц и скважностью Q не менее 16.

Так как сигналы, принятые антенными преобразователями с подавлением постоянной составляющей, представляют собой знакопеременный сигнал, порожденный импульсным сигналом скважностью Q и амплитудой A его среднеквадратическое и средневывпрямленное значения будут [6]

$$X_{СКВИ} = A \frac{\sqrt{Q-1}}{Q} \quad \text{и} \quad X_{СВИ} = A \frac{2(Q-1)}{Q^2}$$

Коэффициенты амплитуды и формы такого сигнала

$$K_a = \frac{A}{X_{СКВИ}} = \frac{Q}{\sqrt{Q-1}} \quad K_\phi = \frac{X_{СКВИ}}{X_{СВИ}} = \frac{Q}{2\sqrt{Q-1}} \quad (12)$$

Из (11), (12) следует, что показания приборов с ДСВ и ДСКВ при измерении импульсного сигнала будут соответственно

$$P_{СВИ} = 1,11 X_{СВИ}, \quad P_{СКВИ} = X_{СКВИ} = A \frac{\sqrt{Q-1}}{Q}$$

Отсюда следует, что относительная погрешность измерения импульсного сигнала скважностью Q прибором с ДСВ

$$\delta = \frac{P_{СКВИ} - P_{СВИ}}{X_{СКВИ}} = 1 - 2,22 \frac{\sqrt{Q-1}}{Q}$$

Так при Q = 2 (меандр) $\delta \approx -0,11$, при Q = 16 $\delta \approx 0,46$

Измерение полей компьютеров приборами с ДСВ приводит к существенному занижению фактического значения поля.

Выводы.

1. Для измерения широкополосных сигналов компьютеров пригодны только приборы, оснащенные ДСКВ, предназначенные для измерения импульсных и модулированных сигналов с коэффициентом амплитуды не менее 4. Реальная погрешность приборов с ДСВ при измерении полей компьютеров может достигать 50%. При выборе прибора следует обращать внимание на тип применяемого детектора и предельно допустимую величину коэффициента амплитуды сигнала.

2. Для измерения при помощи приборов с ДСКВ, в том числе с изотропными антеннами уровней ЭМП, созданных любыми источниками сигналов, достаточно измерить общее значение поля и значение поля на частоте фона, а затем произвести векторное вычитание по формуле (4).

3. Для вычисления «полезной» составляющей при измерениях приборами с однокоординатными антенными преобразователями и ДСВ уровней ЭМП, созданных синусоидальными источниками сигнала, в условиях сильного фонового поля можно использовать формулы (8), (9).

4. Предложенная в [1] методика цитируем: «5.4. Допускается для раздельной оценки соответствующих частотных составляющих использовать два отдельных прибора, один из которых измеряет ЭМП во всем диапазоне частот 5 Гц – 2 кГц, а другой - на промышленной частоте 50 Гц в полосе шириной ± 5 Гц. В качестве уровней электрического и магнитного полей, создаваемых ПЭВМ, следует брать абсолютную разницу в показаниях этих приборов...», не верна, и более того приводит к занижению фактического уровня поля от ПЭВМ, что недопустимо.

5. Единственным возможным способом измерения синусоидальных сигналов трехкоординатными приборами с ДСВ в условиях воздействия фонового поля является фильтрация сигнала при помощи режекторного фильтра, настроенного на частоту фонового поля при условии соблюдения во всем динамическом диапазоне линейности усилительных каскадов, предшествующих детектору.

Литература.

1. Гигиенические требования к персональным электронно-вычислительным машинам и организации работ. Изменения № 2 к СанПиН 2.2.2/2.4.1340-03. Санитарно-эпидемиологические правила и нормативы. СанПиН 2.2.2/2.4.2620—10
2. В.М. Котельников, А.М. Николаев. Основы радиотехники. Часть II. М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1954.
3. Ф.Н.Х. Робинсон. Шумы и флуктуации в электронных схемах и цепях. М.: Атомиздат, 1980.
4. Г.Корн, Т.Корн. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Определения, теоремы, формулы. Издание четвертое. М.: Издательство «Наука». Главная редакция физико-математической литературы, 1978.
5. В.А. Тищенко, В.И. Лукьянов, В.И. Токатлы. Исследование электромагнитных полей, возбуждаемых видеодисплейными терминалами. Журнал «Измерительная техника», №9, 1997 г., стр.53-54.
6. Г.Я. Мирский. Электронные измерения. М.: Советское радио, 1986.