

заданной области пространства (нулевое состояние). При появлении в контролируемой зоне какого-либо несанкционированного электронного устройства, в спектре излучения которого имеются низкочастотные магнитные составляющие, магнитометр фиксирует изменение общей картины поля (возбужденное состояние).

Результаты предварительных исследований показывают, что эффективность обнаружения и идентификации неизвестных радиоизлучений с помощью магнитометра значительно повышается, поскольку появляется возможность определить зоны, в которых возникает излучение. Такая система мониторинга ОИД весьма перспективна для выявления каналов утечки информации.

3. Оперативное санитарно-гигиеническое обследование помещений с электрооборудованием, в том числе:

- общий анализ пространственного и временного распределения магнитного поля в исследуемом помещении,
- поиск внешних и внутренних источников интенсивного низкочастотного излучения, потенциально опасных для здоровья человека,
- составление карты магнитного поля (индивидуальных особенностей) исследуемого объекта,
- аттестация рабочих мест.

Типичное применение: общий анализ магнитного фона в офисах, оборудованных компьютерной или телевизионной техникой, в которых, к примеру, уровень низкочастотных магнитных полей от мониторов (или телевизоров) может в сотни – тысячи раз превосходить уровень, оговоренный международными стандартами безопасности ТСО`92 – ТСО`99.

В этой связи необходимо отметить, что даже самые жесткие шведские стандарты безопасности (которые приняты большинством развитых стран, и которые, по непонятным причинам до сих пор не поддерживаются в Украине) не определяют уровни безопасности низкочастотного электромагнитного излучения, а только регламентируют его предельные значения. Поэтому не следует питать особых иллюзий относительно сертификатов безопасности мониторов и, тем более, телевизоров. Знак международного стандарта ТСО`99, повсеместно рекламируемый как «стандарт полной безопасности» – это еще не свидетельство абсолютной безвредности монитора.

На самом деле – *любые*, самые незначительные уровни низкочастотных излучений, в тысячи раз более низкие, чем постоянное поле Земли, оказывают негативное влияние на здоровье человека. Слабые низкочастотные излучения вредны для человека уже потому, что неестественны для него и выходят за рамки тех природных условий, в которых миллионы лет формировался организм человека, к которым он приспособлен. Именно поэтому в стандарте ТСО`99 нормируемые значения параметров на мониторы сопровождаются фразой: «*Требование основано на стремлении понизить данную величину до технически достижимого минимального уровня... Это требование не может рассматриваться в качестве значения, обоснованного по гигиеническим показателям*». То есть, в данном самом прогрессивном стандарте регламентируются не уровни безопасности (безвредности), а только «*технически достижимые*» (на данный период времени) минимальные уровни электромагнитных излучений, которые не могут быть обоснованы по гигиеническим показателям.

Литература: 1. В. Галанский, А. Лаврентьев, М. Прокофьев. Мониторинг низкочастотного магнитного поля. Сборник "Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні", №2, 2001, стр. 91.

УДК 621.391.827:621.396

МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ НЕРАВНОМЕРНОСТИ АЧХ ЗАЩИТНЫХ СЕТЕВЫХ ФИЛЬТРОВ КОМПЬЮТЕРНЫХ СИСТЕМ

*Владимир Водотовка, Федор Рена, Сергей Бех**

Национальный технический университет Украины "КПИ"

**Технологический университет Подолья*

Аннотация: Сформулирован метод повышения точности измерения неравномерности ослабления защитных сетевых фильтров в широкой полосе частот, включая СВЧ. Сделан анализ метрологических возможностей метода.

Summary: The method of an increasing a measurement accuracy of fading for protective supply-line filters

in a wide frequency band, including microwave, is proposed. The analysis for metrological opportunities of a method is made.

Ключевые слова: Защита информации, полоса частот информационных сигналов.

I Постановка задачи

Сеть электропитания компьютера предоставляет возможность для несанкционированного доступа к конфиденциальной информации. Защитные сетевые активные фильтры, встроенные в компьютер, являются перспективным средством в системах эффективной защиты информации. Однако существующая ситуация в метрологическом обеспечении защитных сетевых фильтров не вызывает оптимизма у разработчиков. В самом деле, высокие тактовые частоты современных компьютеров вызывают необходимость увеличить верхнюю частоту затухания фильтров до нескольких гигагерц, а требования информационной безопасности определяют величину ослабления не менее 60 дБ [1].

Существующие стандартные панорамные измерители АЧХ такую задачу не выполняют из-за высоких частотных погрешностей в тракте усиления слабых сигналов. Как справедливо отмечается в [2], возникшая проблема относится к технике СВЧ, точнее, к СВЧ измерителям АЧХ четырехполосников с большим затуханием. Рассматриваемый в [3] метод измерения затухания “генератор-вольтметр” в лучшем случае пригоден в НЧ диапазоне, а на СВЧ его применение не имеет смысла из-за больших погрешностей. Ниже рассмотрен метод измерения АЧХ защитных сетевых фильтров, названный методом балансного смешивания пары периодически взаимозаменяемых сигналов, который предлагается как метод метрологической аттестации фильтров.

II Основная часть

Сигналы ВЧ и СВЧ диапазона, распространяясь в линиях передачи и преобразовательных звеньях, претерпевают существенные изменения – отражаются от неоднородностей, ослабляются из-за потерь. Их изменения определяются также нестабильностью самих измерительных генераторов. Ослабление влияния перечисленных факторов на точность измерения составляет главную цель измерительной задачи в ВЧ и СВЧ диапазонах. Рассмотрим измерительный алгоритм.

Из двух непрерывных СВЧ сигналов, характеризуемых амплитудными E_{m1} , E_{m2} и мгновенными $e_1(t, z)$, $e_2(t, z)$ величинами напряженностей электрических полей, которые являются функциями времени t , пространственной координаты z и постоянных распространения β_1 и β_2 , т. е.

$$e_1(t, z) = E_{m1} \cos(\omega_1 t + \beta_1 z), \quad (1)$$

$$e_2(t, z) = E_{m2} \cos(\omega_2 t + \beta_2 z), \quad (2)$$

первый сигнал имеет частоту ω_1 , изменяющуюся линейно во времени с крутизной перестройки b , $\omega_1 = \omega_2 + bt$, а второй сигнал – фиксированную частоту ω_2 .

Указанные сигналы на полезных нагрузках принимают следующие значения

$$e_3(t, z) = E_{m1} (1 + \varepsilon_1) \cdot |T_1| \cos(\omega_1 t + \beta_3 z), \quad (3)$$

$$e_4(t, z) = E_{m2} (1 + \varepsilon_2) \cdot |T_2| \cos(\omega_2 t + \beta_4 z), \quad (4)$$

где $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ – относительная нестабильность величин напряженностей полей, вызванная частотной и временной нестабильностью мощности источников сигналов; $|T_1|$, $|T_2|$ – модули коэффициентов передачи трактов распространения первого и второго сигналов соответственно.

Оба сигнала, прошедшие через собственные тракты, объединяются в один частотно-манипулируемый сигнал вида

$$e_{3,4}(t, z) = \begin{cases} E_{m1} (1 + \varepsilon_1) |T_1| K^{(\omega_1)} \cos(\omega_1 t + \beta_3 z), & 0 < t < \tau/2 \\ E_{m2} (1 + \varepsilon_2) |T_2| K^{(\omega_2)} \cos(\omega_2 t + \beta_4 z), & \tau/2 < t < \tau, \end{cases} \quad (5)$$

где τ – период частотной манипуляции; $K^{(\omega_1)}$, $K^{(\omega_2)}$ – коэффициенты ослабления фильтра на частотах ω_1 и ω_2 соответственно.

Этот сигнал используется как испытательный и подается на вход исследуемого фильтра (рис. 1). Дальнейшие операции совершаются над его выходным сигналом, если измеряемыми параметрами являются

неравномерность частотной характеристики коэффициента ослабления. Тогда на выходе фильтра получают также частотно-манипулированный сигнал, описываемый зависимостью

$$e_{5,6}(t, z) = \begin{cases} E_{m1} (1+\varepsilon_1) |T_1| K^{(\omega_2)} (1+\gamma) \cos(\omega_1 t + \beta_5 z), & 0 < t < \tau/2 \\ E_{m2} (1+\varepsilon_2) |T_2| K^{(\omega_2)} \cos(\omega_2 t + \beta_6 z), & \tau/2 < t < \tau, \end{cases} \quad (6)$$

где $\gamma = [K^{(\omega_1)} - K^{(\omega_2)}] / K^{(\omega_2)}$ – неравномерность коэффициента ослабления фильтра на частоте ω_1 относительно ослабления на частоте ω_2 .

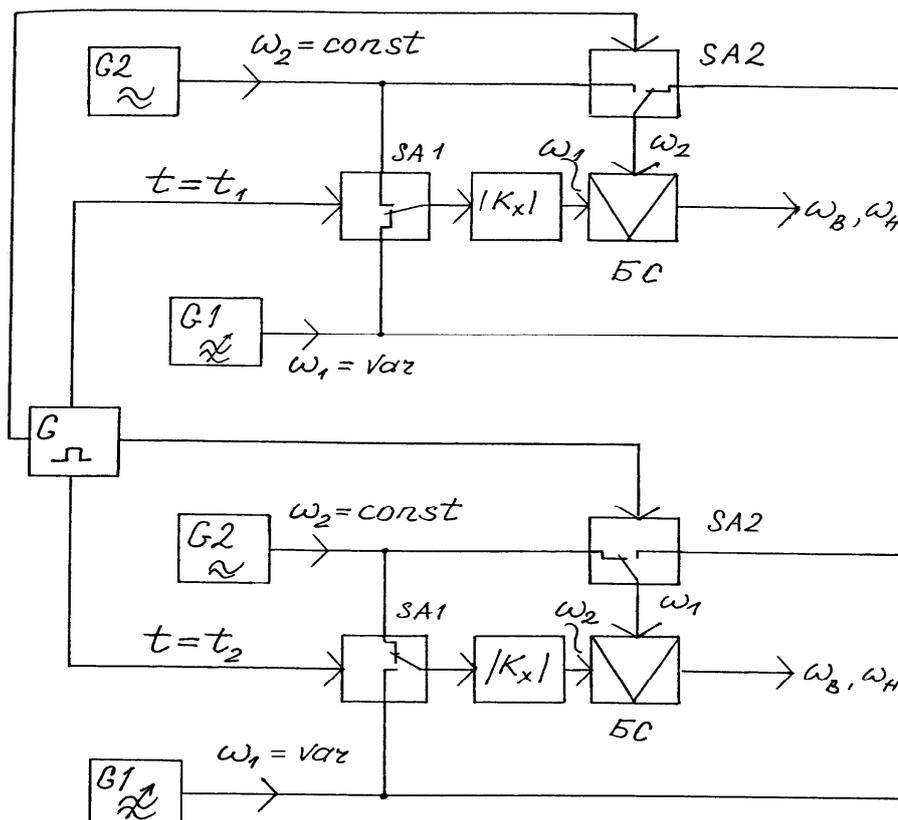


Рисунок 1 – Структурное представление метода балансного смешивания пары периодически взаимозаменяемых сигналов

Если измеряется неравномерность частотной характеристики коэффициента отражения, то отраженный частотно-манипулированный сигнал имеет вид

$$e_{5,6}(t, z) = \begin{cases} E_{m1} (1+\varepsilon_1) |T_1| |\Gamma_x|^{(\omega_2)} (1+\gamma) \cos(\omega_1 t - \beta_5 z), & 0 < t < \tau/2 \\ E_{m2} (1+\varepsilon_2) |T_2| |\Gamma_x|^{(\omega_2)} \cos(\omega_2 t - \beta_6 z), & \tau/2 < t < \tau, \end{cases} \quad (7)$$

где $\gamma = [|\Gamma_x|^{(\omega_1)} - |\Gamma_x|^{(\omega_2)}] / |\Gamma_x|^{(\omega_2)}$ – относительная неравномерность коэффициента отражения исследуемого фильтра на частоте ω_1 ; $|\Gamma_x|^{(\omega_1)}, |\Gamma_x|^{(\omega_2)}$ – модули коэффициента отражения на частотах ω_1 и ω_2 соответственно.

Далее выходной сигнал фильтра балансно смешивают с опорным частотно-манипулированным сигналом, который составлен из чередующихся первого и второго исходных сигналов (3), (4) путем сдвига на половину периода частотной манипуляции относительно испытательного сигнала и описывается зависимостью

$$e_{3,4}(t,z) = \begin{cases} E_{m2} (1 + \varepsilon_2) |T_2| \cos(\omega_2 t + \beta_4 z), & 0 < t < \tau/2 \\ E_{m1} (1 + \varepsilon_1) |T_1| \cos(\omega_1 t + \beta_3 z), & \tau/2 < t < \tau. \end{cases} \quad (8)$$

Балансное смешивание двух сигналов определяется операциями перемножения

$$e_{7,8}(t,z) = \begin{cases} e_{3,4}(t,z) \cdot e_{5,6}(t,z), & 0 < t < \tau/2 \\ e_{3,4}(t,z) \cdot e_{5,6}(t,z), & \tau/2 < t < \tau. \end{cases} \quad (9)$$

В результате балансного смешивания образуются чередующиеся пакеты сигналов двух частот – высокой частоты $\omega_B = \omega_1 + \omega_2$ и низкой $\omega_H = \omega_1 - \omega_2$:

$$e_7 = \frac{1}{2} S_1 E_{m1} E_{m2} (1 + \delta)(1 + \varepsilon_1)(1 + \varepsilon_2) |T_1| |T_2| K^{(\omega_2)} (1 + \gamma) \times \\ \times \{ \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + (\beta_4 + \beta_5)z] + \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\beta_4 - \beta_5)z] \}, \quad (10)$$

$$e_8 = \frac{1}{2} S_1 E_{m1} E_{m2} (1 + \delta)(1 + \varepsilon_1)(1 + \varepsilon_2) |T_1| |T_2| K^{(\omega_2)} \times \\ \times \{ \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + (\beta_3 + \beta_6)z] + \cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\beta_3 - \beta_6)z] \}, \quad (11)$$

где $S_1 = S_1(E_{m1}, E_{m2})$ – чувствительность балансного смесителя, функция уровня смешиваемых сигналов; δ – относительная частотная погрешность чувствительности балансного смесителя.

Из выражений (10) и (11) виден результат выполненного преобразования: в обоих сигналах присутствуют составляющие лишь двух частот ω_B и ω_H , амплитуды которых равны. Это обстоятельство возможно использовать при измерениях конкретных параметров АЧХ.

Неравномерность АЧХ фильтров, определяемая коэффициентом относительной неравномерности исследуемого параметра в рабочем диапазоне частот, является именно тем параметром, погрешность измерения которого определяется частотными погрешностями измерительных каналов. Рассмотрим использование изложенного выше метода балансного смешивания при измерении этого параметра.

Образованный после балансного смешивания сигнал подвергается усилению и квадратичному детектированию, в результате чего получают чередующиеся видеоимпульсы, амплитуды которых определяются следующими выражениями:

$$U_{m1} = \left[(1 + \delta)(1 + \varepsilon_1)(1 + \varepsilon_2) S_1 E_{m1} E_{m2} |T_1| |T_2| K^{(\omega_2)} (1 + \gamma) \right]^2 \{ S_2 K_1^2 + S_3 K_2^2 \}, \quad (12)$$

$$U_{m2} = \left[(1 + \delta)(1 + \varepsilon_1)(1 + \varepsilon_2) S_1 E_{m1} E_{m2} |T_1| |T_2| K^{(\omega_2)} \right]^2 \{ S_2 K_1^2 + S_3 K_2^2 \}, \quad (13)$$

где S_2, S_3 – крутизны квадратичного детектирования и K_1, K_2 – коэффициенты усиления на частотах ω_B и ω_H соответственно.

Из полученной последовательности видеоимпульсов выделяется амплитуда огибающей

$$U_{m3} = \frac{U_{m1} - U_{m2}}{2} = \frac{1}{2} (S_2 K_1^2 + S_3 K_2^2) [S_1 E_{m1} E_{m2} (1 + \varepsilon_1)(1 + \varepsilon_2) \times \\ \times (1 + \delta) |T_1| |T_2| |T_1| K^{(\omega_2)}]^2 [(1 + \gamma)^2 - 1]. \quad (14)$$

Далее (14) преобразуют в сигнал постоянного тока, напряжение которого равно

$$U_{cp} = \frac{U_{m1} + U_{m2}}{2} = \frac{1}{2} (S_2 K_1^2 + S_3 K_2^2) [S_1 E_{m1} E_{m2} (1 + \varepsilon_1)(1 + \varepsilon_2) \times \\ \times (1 + \delta) |T_1| |T_2| |T_1| K^{(\omega_2)}]^2 [(1 + \gamma)^2 + 1]. \quad (15)$$

Окончательный результат определяется как отношение амплитуды огибающей последовательности видеоимпульсов к их среднему значению [4]

$$y = \frac{U_{m3}}{U_{cp}} = \frac{U_{m1} - U_{m2}}{U_{m1} + U_{m2}} = \frac{(1 + \gamma)^2 - 1}{(1 + \gamma)^2 + 1} = \frac{2\gamma + \gamma^2}{2(1 + \gamma) + \gamma^2} = \frac{2\gamma(1 + \gamma)}{2(1 + \gamma) + \gamma^2} \approx \gamma, \quad (16)$$

если $\gamma \ll 1$, что обычно выполняется.

Таким образом, результат измерения такого параметра как относительная неравномерность АЧХ оказался инвариантным по отношению к ряду нестабильных или неопределенных параметров: коэффициентам передачи измерительных трактов $|T_1|, |T_2|$, уровням нестабильности измерительных сигналов E_{m1}, E_{m2} , чувствительности балансного смесителя S_1 , чувствительности детектирования S_2, S_3 , коэффициентам усиления K_1, K_2 .

Очевидно, что полученный эффект является результатом предложенного способа балансного смешивания взаимозаменяемых измерительных сигналов, прошедших контролируемый фильтр, поскольку влияющие на точность измерения параметры образовали сократившиеся мультипликативные соотношения.

Для измерения АЧХ вне полосы пропускания фильтра, из-за большого затухания последнего, удобно воспользоваться сочетанием описанного метода со способом компенсации измеряемого параметра образцовой мерой, который также обладает высокой степенью инвариантности по отношению к неинформативным параметрам АЧХ защитного фильтра [5].

Представим выражение низкочастотной огибающей (на частоте $\Omega = 2\pi/\tau$) чередующихся видеопульсов (11) и (12), прошедших аттестуемый фильтр, в виде

$$U_3(\Omega) = \frac{U_1 - U_2}{2} \text{sign} \sin \Omega t = (S_2 K_4^2 + S_3 K_3^2) (S_1 E_{m1} E_{m2})^2 \frac{K_4^2 - K_3^2 K_5^2}{2} \text{sign} \sin \Omega t,$$

где $K_3 = e^{-b}$ – коэффициент передачи фильтра вне полосы пропускания; $K_5 = e^{-b_0(\omega_1)}$, где b_0 – калиброванное ослабление на зафиксированной частоте ω_1 (вводимый уравнивающий параметр), или коэффициент передачи образцовой меры (аттенуатора) на зафиксированной частоте ω_1 ; $K_4 = e^{-b - \Delta b(\omega_c)}$ – коэффициент передачи в контрольной частотной точке $\omega_c = \omega_{2i}$.

После полной компенсации, $U_3(\Omega) = 0$, получаем

$$K_4 = K_3 \cdot K_5,$$

откуда ослабление на частоте ω_{2i}

$$\Delta b(\omega_{2i}) = b_0(\omega_1).$$

Изменяя частоту ω_1 в пределах рабочей полосы частот фильтра, можно измерить зависимость ослабления от частоты, т. е. дисперсию затухания $\Delta b(\omega_1)$. При этом аттенуатор, вносящий калиброванное затухание, работает на частоте ω_2 и его частотные погрешности не влияют на точность измерения. Исключено влияние непостоянства интенсивности сигнала частоты ω_2 на результат измерения. Возможность усиления слабого сигнала на входе аттестуемого фильтра (до детектора) позволяет измерять ослабление в широком динамическом диапазоне (свыше 60 дБ), определять максимальное затухание и соответствующую ему характеристическую частоту, а также полуширину рабочей полосы частот фильтра.

III Выводы

Описанным методом устраняется ряд составляющих полной погрешности, свойственных известным техническим решениям [1], определяемых:

- нестабильностью усиления промежуточной частоты;
- нестабильностью крутизны характеристики детектирования балансно смешанных сигналов;
- частотной погрешности крутизны балансного смешивания;
- нелинейностью крутизны характеристики балансного смешивания;
- непостоянством мощности источников измерительного и опорного сигналов, необходимостью их стабилизации;
- частотной неравномерностью коэффициентов передачи трактов на переменных частотах измерительного и опорного каналов.

Литература: 1. Пилинский В., Первой В., Родионова М., Янушевский А. Моделирование сетевого помехоподавляющего фильтра // Сб. Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту

інформації в Україні. – К: НТУУ “КПІ”– СБУ, 2000. – С. 170. 2. Зиньковский Ю. Ф., Клименко В. Г. Задачи электромагнитной технической защиты основных информационно-вычислительных средств // Сб. Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні. – К: НТУУ “КПІ”, СБУ. 2000. – С. 87– 92. 3. А. С. 1531663 (СССР), М. кл. G01R 25/00. Способ измерения затухания / Водотовка В. И. и др. – Оубл. 23. 12. 89, Бюл. № 47. – 4 с. 4. А. С. 1592800 СССР, М. кл. G01R 25/00. Способ измерения неравномерности АЧХ СВЧ устройств / Водотовка В. И., Скрипник Ю. А. (СССР) – Оубл. 15. 05. 90, бюл. № 18. – 6 с. 5. Скрипник Ю. А., Головкин Д. Б. Методи і засоби частотно-дисперсійного аналізу речовин та матеріалів. Фізичні основи. – К.: ФАДА-ЛТД, 2000. – 200 с.

УДК 621.391.052

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТЫ НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО ОТВОДА В ВОЛОКОННО- ОПТИЧЕСКОМ ТРАКТЕ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Владимир Водотовка, Сергей Бех*

Национальный технический университет Украины «КПИ»

*Технологический университет Подолья

Аннотация: Предложен метод определения координаты несанкционированного подключения к волоконно-оптическому тракту.

Summary: The method for a determination of coordinate of unauthorized connecting to FOC is proposed.

Ключевые слова: Волоконно-оптический тракт, несанкционированный отвод.

I Постановка задачи

Волоконно-оптические системы передачи (ВОСП), являясь самыми перспективными информационными системами, обладают очень высокой информационной безопасностью. Наиболее уязвим волоконно-оптический тракт (ВОТ), к которому возможно несанкционированное присоединение (отвод). В ряде работ предложены методы диагностики состояния ВОТ, основанные на средствах оптической рефлектометрии [1]. Им присущи известные недостатки, свойственные всем амплитудным рефлектометрам: низкое разрешение, подверженность влиянию дестабилизирующих факторов, узкий частотный и низкий динамический диапазоны.

II Основная часть

Предложенный метод определения координат отвода в ВОТ состоит в следующем [2]. Когерентное оптическое излучение исходной частоты разделяют на опорный и дистанционный пучки, из которых дистанционный пучок направляют в контролируемый ВОТ, а опорный пучок – на размещенный на известном расстоянии отражатель. Совмещают в плоскости фотоприемника пучок, отраженный от неоднородности в ВОТ в виде отвода, с пучком, отраженным от отражателя в опорном канале. Интенсивность освещения образованной интерференционной полосы, которая функционально связана с разностью фаз колебаний дистанционного и опорного пучков, преобразуется фотоприемником в электрическое напряжение

$$U = S_1(1 + \gamma_1)I_0 \cos^2 \frac{\Phi_1 - \Phi_2}{2} + \delta_1, \quad (1)$$

где S_1 – нормированная чувствительность фотоприемника;

$\gamma_1 = \Delta S / S_1$ – относительная погрешность чувствительности фотоприемника, отражающая изменение наклона его градуировочной характеристики;

δ_1 – абсолютная погрешность нуля, отражающая смещение градуировочной характеристики;

I_0 – интенсивность освещения локальной области интерференционной полосы;

Φ_1, Φ_2 – начальные фазы колебаний дистанционного и опорного пучков.

Напряжение (1) преобразуют в цифровой код