

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Макаров Д.Г.

Введение

В условиях значительного роста сети ТВ вещания, разработки и внедрения перспективных телевизионных систем все большее значение приобретают действенные методы контроля и измерений телевизионного оборудования в процессе его разработки, в условиях массового производства и эксплуатации. Основная идея алгоритмов обработки ИС, состоящих из последовательностей прямоугольных импульсов, серий синусоидальных колебаний, импульсных сигналов специальной формы и др., заключается в анализе искажений этих сигналов, зависящих от линейных и нелинейных характеристик ТВ каналов, наличия в них флуктуационных, синусоидальных и импульсных помех.

Основной задачей при разработке алгоритмов обработки ТВ измерительных сигналов является минимизация погрешности оценки параметров, характеризующих искажения ТВ ИС, которые разделяют на:

методические (теоретические), заложенные в самих алгоритмах (методы) измерения данной величины;

инструментальные (аппаратные), характеризующиеся схемой, конструкцией, состоянием измерительных приборов в процессе эксплуатации;

внешние, связанные с внешними условиями измерений, а также возникающие из-за изменения состояния объекта в процессе измерений.

Разрабатываемая система измерений параметров ТВ каналов должна обеспечить минимизацию всех указанных погрешностей оценки параметров измерительных сигналов.

Измерение постоянных уровней ИС

Для часто встречающихся на практике флуктуационных помех с нормальным законом распределения энтропийное значение погрешности определяется соотношением:

$$Entr \cong \pm 2,07k\sigma_n$$

где σ_n - эффективное напряжение помехи, k - коэффициент, характеризующий изменение уровня помехи при обработке сигналов.

Чем меньше величина k , тем эффективнее фильтрация сигналов и цифровая обработка их дискретных отсчетов и результатов измерений.

Так, при оценке постоянных уровней сигналов фильтрация, наилучшим образом используя различные корреляционные свойства сигнала и помехи, в классе линейных оценок наиболее эффективно уменьшает влияние помех в k_α раз:

$$k_\alpha = \sqrt{\frac{\int_0^{f_{\max}} K^2(f)G(f)df}{\int_0^{f_{\max}} G(f)df}}$$

Данная статья посвящена вопросам реализации эффективных алгоритмов цифровой обработки измерительных сигналов (ИС), используемых для оценки качественных показателей телевизионных (ТВ) систем формирования и передачи ТВ изображения.

где $G(f)$ - спектральная плотность мощности помехи, $K(f)$ - АЧХ фильтра, f_{\max} - граничная частота спектра помехи.

Минимальное значение k_α может быть получено при использовании оптимального фильтра, характеристика которого определяется допустимой длительностью переходного процесса, спектральной плотностью мощности помехи, а также свойствами сигнала. Для обеспечения высокой точности оценки постоянного уровня сигналов при наличии флуктуационных помех специальные ИС в области измерения должны обладать максимально возможным числом равных нулю четных производных [1]. При помехе с равномерным спектром частотная характеристика фильтра должна иметь вид:

$$K(f) = 1 + \sum_{m=1}^M (-1)^m \left(\frac{f}{f_{\max}} \right)^{2m}, \quad f \leq f_{\max},$$

где M - число равных нулю четных производных,

$$\sum_{m=1}^M (-1)^{m-1} \frac{b_{2m}}{2m+2k+1} = \frac{1}{2k+1}, \quad 1 \leq k \leq M \text{ и}$$

$$k_\alpha = 1 + \sum_{m=1}^M (-1)^m \frac{b_{2m}}{2m+1}.$$

В Таблице 1 приведены несколько значений коэффициента уменьшения эффективного напряжения помехи k_α в зависимости от числа M .

Таблица 1

M	0	1	2	3	4
k_α	1	0,444	0,284	0,209	0,165

Для оценки характерных уровней ТВ ИС и результатов измерений параметров ТВ каналов при наличии флуктуационных и импульсных помех весьма эффективным средством существенного уменьшения их влияния является использование порядковых статистик [2].

При этом накапливающаяся последовательность результатов измерений одной и той же величины X_1, X_2, \dots, X_n преобразуется в порядковую статистику $X_{(1)} \leq X_{(2)} \leq \dots \leq X_{(n)}$. Такое упорядочивание выборки не изменяет объема информации, однако часто позволяет сократить объем данных для вычисления и уменьшения мешающих факторов за счет оптимального выбора данных при обработке выборочных значений.

В алгоритм функционирования системы анализа данных заложено использование уинсоризованного среднего [2]:

$$\bar{X}_n(p) = \frac{1}{n} \left[(r+1)(X_{r+1} + X_{n-r}) + \sum_{i=r+2}^{n-r-1} X_i \right], \quad 0 < r < (n-1)/2,$$

При нормальном законе распределения результатов измерений и $n \geq 10$ достоверность такой оценки весьма высока (более 0,95). В некоторых случаях при больших объемах выборки другой удобной оценкой, обладающей значительной робастностью относительно аномальных результатов, является медианная оценка:

$$\bar{X}_M = \begin{cases} X_{\frac{n+1}{2}}, & n - \text{нечетное}; \\ (X_{\frac{n}{2}} + X_{\frac{n}{2}+1})/2, & n - \text{четное}. \end{cases}$$

При нормальном законе распределения эффективность этой оценки асимптотически стремится к величине $2/\pi \approx 0,637$.

Основную информацию об энтропийном отклонении результатов измерений несут крайние порядковые статистики, и отбрасывание экстремальных значений, обеспечивая устранение «загрязнения» выборки, снижает эффективность оценки энтропии. В этом плане при нормальном законе распределения особый интерес имеет оценка [2, 3]:

$$Entr(\bar{X}) = \bar{\sigma} \sqrt{\frac{\pi e}{2}},$$

$$\text{где } \bar{\sigma} = \frac{\sqrt{\pi}}{n(n-1)} \sum_{i=1}^{[n/2]} (n-2i+1)(X_{n+1-i} - X_i).$$

Эта оценка весьма эффективна (более 0,9779) и в меньшей степени подвержена влиянию аномальных результатов изменений, чем стандартная оценка [3].

Фильтрация элементов ИС и оценка их параметров

Фильтрация компонент ТВ сигнала, используемых при анализе его параметров и отдельных элементов ТВ ИС, осуществляется путем перемножения формируемого с использованием быстрого преобразования Фурье (БПФ) спектра сигнала на спектральное окно Тьюки [4] с характеристикой, определяемой следующим соотношением:

$$K(f) = \begin{cases} \sin^2 \frac{\pi(f-f_1)}{2(f_2-f_1)}, & f_1 \leq f \leq f_2; \\ 1, & f_2 \leq f \leq f_3; \\ \cos^2 \frac{\pi(f-f_3)}{2(f_4-f_3)}, & f_3 \leq f \leq f_4. \end{cases}$$

Вне пределов указанных интервалов $K(f) = 0$. Если используется фильтр нижних частот, то величины

$f_1 = f_2 = 0$. При измерении постоянных уровней сигнала применяется фильтр, в котором также $f_3 = 0$, что соответствует равенству нулю второй и четвертой производных сигнала в области измерения ($M=2$).

Отфильтрованный сигнал формируется с помощью обратного преобразования Фурье (ОБПФ).

Выделение огибающей синусоидального сигнала $u(t) = U \cos(\omega t + \varphi)$ производится путем определения его Гильбертовой составляющей $\Gamma[u(t)] = U \sin(\omega t + \varphi)$ и вычисления амплитуды по формуле:

$$U = \sqrt{(u(t))^2 + (\Gamma[u(t)])^2}.$$

Для получения огибающей синусоидальных сигналов ТВ ИС применяется алгоритм цифровой обработки, блок-схема которого приведена на рис. 1.

Для выделения гильбертовой составляющей сигнала его спектр умножается на величину $\exp(i\pi/2)$, что означает трансформацию действительной составляющей БПФ в мнимую, а мнимой – в инвертированную действительную составляющую. Затем производится ОБПФ.

Преобразование Гильберта используется также при оценке фазовых соотношений в синусоидальных сигналах – дифференциальной фазы цветовой поднесущей. Первоначально в каждой дискретной точке определяется значение фазы:

$$\varphi(k) = \text{Arctg} \frac{\Gamma[u(k)]}{u(k)}, \quad 1 \leq k \leq N,$$

затем рассчитывается фазовая характеристика:

$$\bar{\varphi}(k) = \varphi(k) + 2\pi r,$$

причем целое число r подбирается таким образом, чтобы $\bar{\varphi}(k) > \bar{\varphi}(k-1)$.

Предположим, что изменение фазы должно оцениваться относительно фазы поднесущей в области дискретного отсчета $k = K$. Тогда значение фазы и среднее значение изменения фазы в этой точке определяются в области $K - k_0 \leq k \leq K + k_0$ формулами:

$$\hat{\varphi}(K) = \frac{1}{k_0 + 1} \left[\bar{\varphi}(K) + \sum_{n=1}^{k_0} \frac{\varphi(K-n) + \varphi(K+n)}{2} \right],$$

$$\Delta\varphi = \frac{1}{2k_0} \sum_{n=K-k_0+1}^{K+k_0} [\varphi(n) + \varphi(n-1)],$$

а характеристика дифференциальной фазы определяется по формуле:

$$\varphi_d(k) = \bar{\varphi}(K) - \hat{\varphi}(K) - \Delta\varphi(k - K), \quad K \leq k \leq N.$$

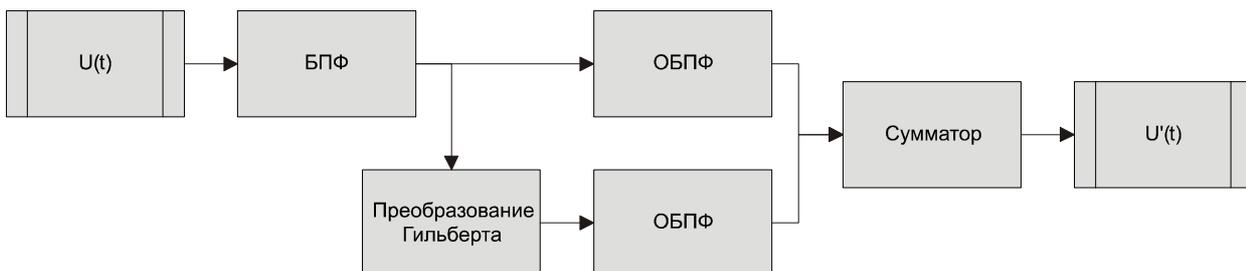
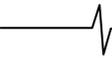


Рис. 1. Блок-схема формирования «пакета» синусоидальных колебаний



При вычислении частоты сигнала помимо его преобразования по Гильберту анализируются также спектры производных сигнала и составляющей Гильберта. Оценка частоты после ОДПФ осуществляется по формуле:

$$f(k) = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(u'(k))^2 + (\Gamma[u'(k)])^2}{(u(k))^2 + (\Gamma[u(k)])^2}},$$

где $u'(k)$, $\Gamma[u'(k)]$ - производная сигнала и ее преобразование по Гильберту соответственно.

Поиск экстремальных значений сигналов

Поиск экстремальных значений и значений сигналов в иных характерных точках ТВ ИС, и их местоположения осуществляется с использованием передискретизации – увеличения числа дискретных отсчетов на заданном интервале. С этой целью производится БПФ, спектральные компоненты в области частот выше $F(N/2)$ дополняются нулевыми компонентами, так что общее их число $N_1 \gg N$, а затем выполняется операция ОБПФ.

Дальнейшее уточнение положений и значений уровней ТВ ИС характерных точек производится путем соответствующих аппроксимаций непрерывной функции между близко расположенными дискретными отсчетами.

В ряде случаев удобно анализировать экстремальные значения сигналов непосредственно по его дискретным отсчетам. Этот вариант особенно эффективен при обработке серий синусоидальных сигналов с малым числом периодов, располагаемых на постоянном уровне.

В данном случае ИС можно представить в виде:

$$u(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi) + B, t \geq 0,$$

где A и ω_0 - соответственно амплитуда и круговая частота синусоидального сигнала, $\varphi = \omega_0 t_0$ - начальная фаза синусоидальных колебаний, t_0 - начальная точка отсчета сигнала, B - постоянный уровень сигнала.

Если дискретизация сигнала осуществляется через интервал Δt , то при указанной синхронизации импульсов дискретизации от измерительного сигнала его дискретные отсчеты можно представить в виде:

$$x_n = A \cos\left[(n-1)\Delta x + \varphi - \frac{\xi_{1n}}{A}\right] + B + \xi_{2n},$$

где $\Delta x = \omega_0 \Delta t$, ξ_{1n} - дискретное значение помехи, определяющей изменение положения импульсов дискретизации за счет ее проникновения в канал синхронизации, ξ_{2n} - дискретное значение аддитивной помехи в точке дискретизации. Величины дискретных значений помех ξ_{1n} и ξ_{2n} могут содержать как флуктуационную, так и импульсную составляющие.

Алгоритм оценки размаха синусоидального колебания можно разделить на два этапа:

- поиск положений экстремальных значений синусоидального сигнала с одновременной оценкой его размаха;
- оценка разности экстремальных значений сигнала в характерных точках, определенных на первом этапе, с одновременной оценкой изменений измеряемого сигнала.

Алгоритм поиска положений экстремальных значений сигнала с одновременной оценкой его размаха заключается в вычислении преобразованных значений сигнала:

$$\bar{X}_N = \sum_{n=1}^N a_n x_n,$$

где a_n - коэффициенты взвешивания отсчетов, обеспечивающие максимальное подавление помехи при выполнении некоторых условий, характеризующих точную оценку экстремумов сигнала.

В случае, если дискретные отсчеты сигнала располагаются симметрично относительно экстремума, условиями безыскаженной его оценки являются:

$$\sum_{n=1}^N a_n = 1 \quad \text{и} \quad \sum_{n=1}^N a_n \cos\left[\left(n - \frac{N-1}{2}\right) \cdot \Delta x\right] = 1.$$

Первое из этих условий гарантирует безыскаженную оценку постоянной составляющей сигнала B , а второе - экстремума синусоидальной составляющей.

Минимизация дисперсии помехи обеспечивается при

$$\sum_{n=1}^N a_n^2 \Rightarrow \min$$

и соответствует значениям

$$a_n = \alpha_1 + \alpha_2 \cos\left(n - \frac{N+1}{2}\right) \cdot \Delta x, \quad 1 \leq n \leq N,$$

где коэффициенты α_1 и α_2 соответственно равны

$$\alpha_1 = \frac{\sin N\Delta x}{N \sin \Delta x}; \quad \alpha_2 = \frac{\sin(N\Delta x/2)}{N \sin(\Delta x/2)}.$$

При этом коэффициент уменьшения дисперсии помехи составляет

$$\mu_N = \lambda_1 + \lambda_2 = \frac{1}{N} \cdot \theta_N,$$

$$\text{где } \lambda_1 = \frac{1 + \alpha_1 - 2\alpha_2}{N(1 + \alpha_1 - 2\alpha_2^2)}, \quad \lambda_2 = \frac{2(1 - 2\alpha_2)}{N(1 + \alpha_1 - 2\alpha_2^2)},$$

$$\theta_N = \frac{3 + \alpha_1 - 4\alpha_2}{1 + \alpha_1 - 2\alpha_2^2} - \text{эффективность оценки величины}$$

преобразованного сигнала \bar{X}_N в точке

$$t_N = t_0 + \frac{N+1}{2} \cdot \Delta t.$$

Очевидно, если эта точка совпадает с положением t^* максимума сигнала (1), то, учитывая соотношения (2) и (3), при отсутствии помех $\bar{X}_N = A + B$. Если же эта точка совпадает с положением минимума, то $\bar{X}_N = B - A$.

Из соотношения для a_n следует, что

$$a_n = a_{N-n+1}, \quad 1 < n < \frac{N+1}{2}.$$

Важным вопросом является выбор величины шага дискретизации Δt , определяющего методическую погрешность оценки экстремума. Учитывая, что максимальный сдвиг точки t_N относительно экстремума составляет

$$|t_N - t^*| \leq \Delta t / 4,$$

максимально возможная относительная погрешность оценки величины A составляет

$$\Delta_A \leq \frac{(\Delta x)^2}{16} \cdot 100\%.$$

Задавшись величиной $\Delta x = 0,2$, получим величину относительной погрешности анализа размаха (амплитуды) сигнала $\Delta_A \leq 0,25\%$.

Величины коэффициентов

$$a_1, a_2, \dots, a_{\left[\frac{N+1}{2}\right]} \quad \text{для } 5 \leq N \leq 16$$

приведены в таблице 2, в которой приведена также величина коэффициента подавления помехи μ_N .

Таблица 2

Коэффициенты взвешивания отсчетов при поиске экстремумов

N	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8	μ_N
5	-0,0865	0,3427	0,4876						0,4878
6	-0,0948	0,2177	0,3771						0,3972
7	-0,0965	0,1409	0,2872	0,3368					0,3368
8	-0,0951	0,0910	0,2193	0,2848					0,2930
9	-0,0923	0,0571	0,1683	0,2368	0,2602				0,2602
10	-0,0888	0,0334	0,1296	0,1960	0,2298				0,2991
11	-0,0852	0,0163	0,0999	0,1620	0,2003	0,2134			0,2134
12	-0,0816	0,0038	0,0766	0,1340	0,1735	0,1937			0,1937
13	-0,0781	-0,0055	0,0583	0,1107	0,1498	0,1738	0,1820		0,1820
14	-0,0746	-0,0125	0,0436	0,0914	0,1290	0,1550	0,1681		0,1681
15	-0,0714	-0,0179	0,0316	0,0752	0,1110	0,1376	0,1540	0,1598	0,1598
16	90,0683	-0,0219	0,0219	0,0615	0,0953	0,1218	0,1402	0,1495	0,1495

Таблица 3

Эквивалентное число отсчетов алгоритма поиска экстремума синусоидального сигнала

N	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
$N_{\text{экв}}$	4,5	5,6	6,6	7,6	8,6	9,7	10,4	11,5	12,2	13,2	13,9	14,9

Начиная с числа $N = 7$, производится расчет последовательности трех отсчетов преобразованного сигнала $\bar{X}_N, \bar{X}_{N-1}, \bar{X}_{N-2}$ и осуществляется расчет относительных величин изменения этой последовательности:

$$F_{N1} = \frac{\bar{X}_N}{\bar{X}_{N-1}} - 1 \text{ и } F_{N2} = \frac{\bar{X}_{N-1}}{\bar{X}_{N-2}} - 1.$$

В случае $F_{N1} \geq 0, F_{N2} < 0$ максимум сигнала соответствует величине:

$$\bar{A}_{\text{max}} = \bar{X}_{N-1} \approx A + B.$$

При $F_{N1} \leq 0, F_{N2} > 0$ имеет место минимум сигнала:

$$\bar{A}_{\text{min}} = \bar{X}_{N-1} \approx A - B.$$

Эквивалентное число отсчетов, определяющее эффективность поиска экстремумов, приведено в таблице 3.

Из этой таблицы следует, что $N_{\text{экв}} \sim N - 1$.

Положение максимума или минимума сигнала может быть уточнено по формуле:

$$x^* = \frac{1}{2} \left[N - 2 \pm \left(\frac{1}{4} - \frac{2F_{N1}}{\Delta x^2} \right) \right] \Delta x,$$

где знак «+» соответствует случаю, когда при поиске максимума $\bar{X}_N > \bar{X}_{N-2}$, а при поиске минимума $\bar{X}_N < \bar{X}_{N-2}$; в противном случае используется знак «-».

Анализ параметров флуктуационных и синусоидальных помех

Измерение эффективного напряжения флуктуационных помех и размахов синусоидальных помех производится также с помощью БПФ уровня одной из строк кадра, в которой измерительный сигнал либо отсутствует, либо плавно изменяется, занимая спектр в низкочастотной области (менее 50 кГц). При анализе флуктуационных помех и синусоидальных помех полоса частот ниже 50 кГц отфильтровывается. На рис.2 приведены примерный вид ТВ ИС для анализа и спектр данного участка ИС с выделенными помехами.

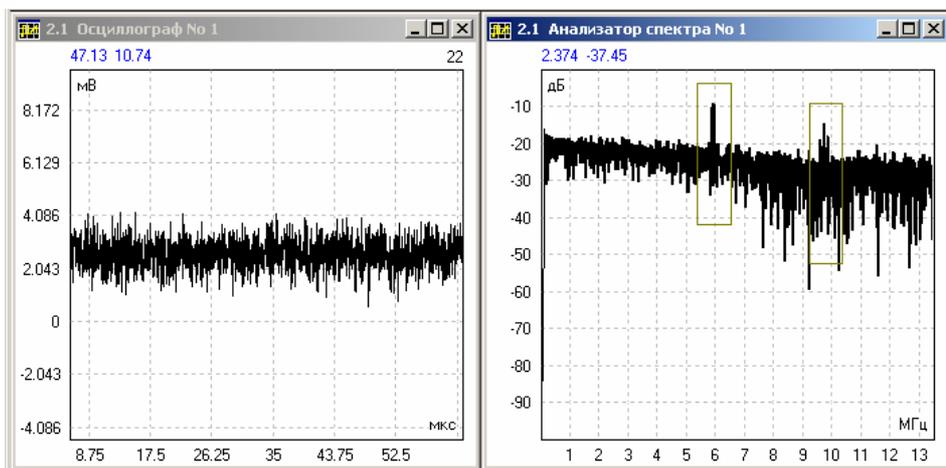


Рис. 2. Форма помехи на постоянном уровне сигнала и ее спектр

Для анализа спектра помех при преобразовании используется весьма эффективная оконная функция [5]:

$$Y(t) = a_0 + 2 \sum_{n=1}^2 (-1)^n a_n \cos \frac{2\pi n t}{T}, \quad 0 \leq t \leq T,$$

где T – интервал обработки,

$$a_0 = \frac{1}{\sqrt{6}}, \quad a_1 = \frac{1}{4}, \quad a_2 = \frac{1}{4} - \frac{1}{2\sqrt{6}}.$$

Выделение модулей спектральных компонент синусоидальных сигналов $F(n_1), F(n_2), \dots, F(n_N)$ осуществляется путем оценки величин, превышающих уровень $\bar{F} = F_{cp} + 3,5\sigma$,

$$\text{где } F_{cp} = \frac{1}{K_2 - K_1 + 1} \sum_{k=K_1}^{K_2} F(k);$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{(K_2 - K_1 + 1)(K_2 - K_1)} \sum_{k=K_1}^{K_2} [F(k) - F_{cp}]^2},$$

K_1 и K_2 – числа, определяющие анализируемую область частот.

Точная оценка параметров синусоидальной помехи осуществляется по уровню максимальной спектральной компоненты, например, $F(n_1)$ и уровням соседних с ней спектральных компонент $F(n_1 - 1)$ и $F(n_1 + 1)$. Расчет частоты f_{s1} и амплитуды U_{s1} синусоидальной помехи производится по формулам:

$$f_{s1} = (n_1 + \Delta) \cdot f_{\Delta} / N,$$

$$U_{s1} = F(n_1) + [F(n_1 + 1) - F(n_1 - 1)] \cdot \Delta / 4,$$

$$\text{где } \Delta = \frac{F(n_1 + 1) - F(n_1 - 1)}{2[F(n_1) - F(n_1 + 1) - F(n_1 - 1)]}.$$

При оценке мощности флуктуационных помех производится суммирование мощностей всех спектральных компонент (невзвешенных или взвешенных) в анализируемой области частот за вычетом компонент, соответствующих выявленным синусоидальным помехам. При расчете учитывается коэффициент пропорциональности, определяемый используемой оконной функцией и равный

$$R = \frac{a_0^2 + 2(a_1^2 + a_2^2)}{[a_0 + 2(a_1 + a_2)]^2}.$$

Результаты разработки алгоритмов цифровой обработки ТВ ИС и анализа качества передаваемой информации позволили реализовать прецизионные цифровые измерения качественных показателей каналов аналогового, аналого-цифрового и цифрового телевидения в видеоанализаторах компьютерных ВК-1 и ВК-2 [6-9].

Видеоанализаторы зарегистрированы в Государственном реестре средств измерений и обеспечивают создание информационно-измерительных систем аппаратно-студийных комплексов ТВ центров и систем трансляции ТВ программ. Прибор ВК-2 реализует функции 12 виртуальных измерителей.

На рис. 4 приведен протокол результатов измерений телевизионного канала непосредственно в процессе передачи программ по сигналам испытательных строк. На рис.5 изображены диаграммы виртуального осциллографа и спектрального анализатора, а на рис.6 приводятся диаграммы измерений цветных полос систем SECAM и PAL.

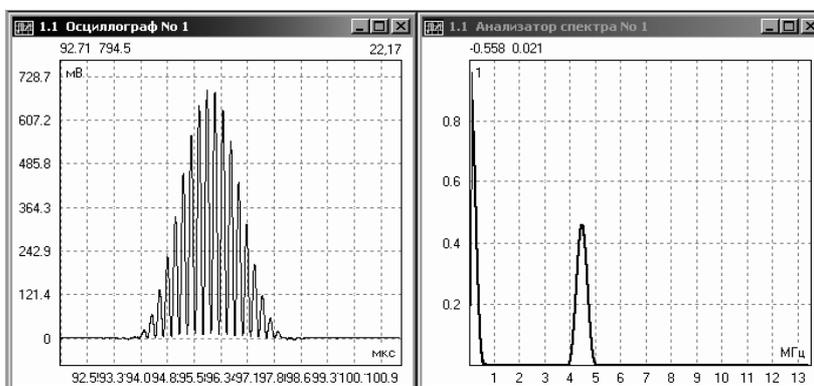


Рис. 5. Диаграммы осциллографа и спектрального анализатора.

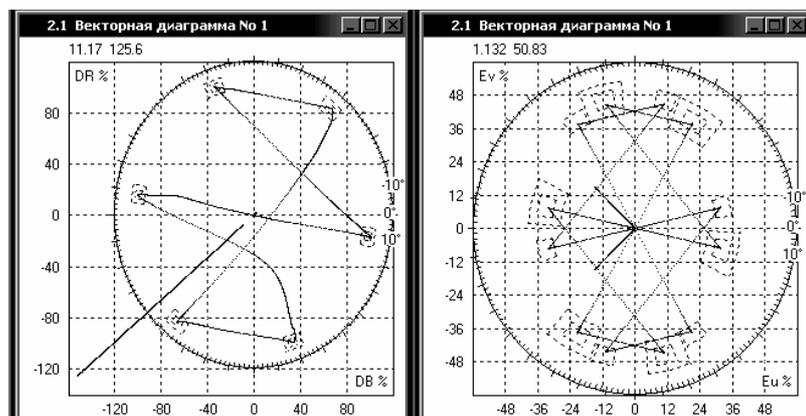


Рис. 6. Векторные диаграммы сигналов цветных полос по стандартам SECAM и PAL.

Измерительное устройство:	№ 1	Время измерения:	12 час. 24 мин.
Номер входа устройства:	1	Дата измерения:	6 июля 2006 г.
Тип устройства:	КИ-ТВ	Дата поверки:	6 июля 2006 г.
Серийный номер устройства:	083	Очередная дата поверки:	6 июля 2008 г.

Измерение по испытательным строкам. SECAM

Параметр		Отклонение	Примечание
<u>Отклонения основных уровней</u>			
Синхроимпульс	СИ	-0.0 %	Норм.
Импульс В2	ИБ	-0.0 %	Норм.
Цветовая поднесущая	ЦВП	-0.0 %	Норм.
Размах немодулированной поднесущей DR	ЦВРР	0.0 %	Норм.
Размах немодулированной поднесущей DB	ЦВРВ	-0.0 %	Норм.
<u>Линейные искажения</u>			
Перекося вершины импульса В2	ПБ	-0.0 %	Норм.
Тянущееся продолжение импульса В2	ТП	-0.0 %	Норм.
К-фактор импульса В1	КП	0.3 %	Норм.
Относительное отклонение импульса В1	2Т	0.0 %	Норм.
Различие усиления яркости и цветности	РУ	0.0 %	Норм.
Различие усиления по элементу F	РУ1	-0.0 %	Норм.
Расхождение во времени яркости и цветности	РВ	-0.2 нс	Норм.
<u>Амплитудно-частотная характеристика</u>			
АЧХ 0.5 МГц	П1	0.0 %	Норм.
АЧХ 1.0 МГц	П2	-0.0 %	Норм.
АЧХ 2.0 МГц	П3	0.0 %	Норм.
АЧХ 4.0 МГц	П4	0.0 %	Норм.
АЧХ 4.8 МГц	П5	0.0 %	Норм.
АЧХ 5.8 МГц	П6	0.0 %	Норм.
<u>Нелинейные искажения</u>			
Нелинейность яркости	НЯ	0.0 %	Норм.
Нелинейность цветности	НЦ	0.0 %	Норм.
Влияние цветности на яркость	ЦЯ	-0.0 %	Норм.
Дифференциальное усиление	ДУ	0.0 %	Норм.
Дифференциальная фаза	ДФ	-0.0 °	Норм.
<u>Отношение ТВ сигнала к помехе</u>			
Флуктуационная помеха	ФП	67.2 дБ	Норм.
Взвешенная флуктуационная помеха	ФПв	> 75. дБ	Норм.
Взвешенная флукт. помеха с фильтром 0.33 мкс	ФП33	> 75. дБ	Норм.
Синусоидальная помеха 1	СП1	---	
Частота синусоидальной помехи 1	fСП1	---	
Синусоидальная помеха 2	СП2	---	
Частота синусоидальной помехи 2	fСП2	---	
Фоновая помеха	СФ	> 70. дБ	Норм.
<u>Качество ТВ канала</u>			
Качество ТВ канала	Q	5.0	Норм.

Рис. 4. Протокол результатам измерений параметров ТВ канала.

Литература

1. Дворкович В.П. К вопросу о дискретной и непрерывной линейной фильтрации постоянного уровня видеоимпульсов // Радиотехника и электроника. - 1979. - Т. XXIV, № 11. - С. 2278-2289.
2. Дейвид Г. Порядковые статистики. - М.: Наука, 1979. - 119 с.
3. Дворкович В.П., Кривошеев М.И. Особенности измерения и контроля в цветном телевидении (Учебное пособие). - М.: Изд. ГКТР, 1981. - 131 с.
4. Хэррис Ф.Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье // ТИИЭР. - 1978. - Т. 66, №1. - С. 60-96.
5. Патент 1518924 (РФ). Способ измерения линейных характеристик канала связи / В.П. Дворкович // Б.И. - 1993.
6. Дворкович В.П., Дворкович А.В., Макаров Д.Г. Высокоч-

ные измерения параметров и качественных показателей телевизионного канала // Метрология и измерительная техника в связи. - 1998. - № 3. - С. 17-21.

7. Видеоанализатор компьютерный ВК-1. Проспект фирмы НИИР-КОМ. - М., 1998. - 16 с.
8. Видеоанализатор ВК-2 – прибор нового поколения измерений и контроля качественных показателей каналов передачи телевизионных сигналов / В.П. Дворкович, А.В. Дворкович, Д.Г. Макаров и др. // Контрольно-измерительные приборы и системы. - 2006. - № 5. - С. 22-26.
9. Видеоанализатор ВК-2 – прибор нового поколения измерений и контроля качественных показателей каналов передачи телевизионных сигналов. Метрология видеоанализатора / В.П. Дворкович, А.В. Дворкович, Д.Г. Макаров и др. // Контрольно-измерительные приборы и системы. - 2006. - № 6. - С. 32-35.

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 621.372

ЭФФЕКТИВНЫЕ ОКОННЫЕ ФУНКЦИИ НА ОСНОВЕ ФУНКЦИЙ ГАУССА-ЭРМИТА

Вашкевич М.И.

Рассматривается метод расчета эффективных оконных функций, используемых при гармоническом анализе сигналов с применением ДПФ.

Как известно, задача минимизации мощности спектра оконных функций на заданном частотном интервале приводит к использованию вытянутых сфероидальных волновых функций (ВСВФ). Особенность их в том, что они являются собственными (инвариантными) функциями преобразования Фурье на ограниченном интервале. Это означает, что преобразование Фурье переводит каждую ВСВФ в такую же функцию с точностью до константы. Значит, задав во временной области достаточно «узкую» функцию, можно получить функцию ограниченную и в частотной области. Одной из наиболее известных и удачных аппроксимаций ВСВФ являются оконные функции Кайзера. Кроме ВСВФ известен ряд функций, инвариантных к преобразованию Фурье в бесконечных пределах. Функции Гаусса-Эрмита, как один из примеров таких функций, имеют вид:

$$\varphi_n = \omega_n(x) \cdot e^{-x^2/2},$$

где $\omega_n(x)$ - многочлен Эрмита n -го порядка.

Из сказанного выше можно сделать вывод, что функции Гаусса-Эрмита (ФГЭ) могут являться неплохим «материалом» для построения оконных функций. Тем более, что в [1] было показано, что энергия ФГЭ сконцентрирована на ограниченном отрезке, как во временной, так и в частотной области.

Окно, которое исследовалось в данной работе, имеет вид:

$$\omega(k) = e^{\frac{k^2}{2\sigma^2}} \times \frac{H_4\left(\frac{k \cdot \alpha}{N}\right)}{H_4(0)}, \quad k \in \left[-\frac{N}{2}; \frac{N}{2}\right],$$

N – половина ширины окна,

$H_4(x)$ - многочлен Эрмита 4-го порядка.

В этой формуле между α и σ существует определенная эмпирически установленная зависимость: $\sigma(\alpha) = 0.96275 - 0.8375 \cdot \alpha$. Параметр α может принимать значения из интервала $[0; 0.5]$. По сути α - это константа, аналогичная константе β в окне Кайзера. При увеличении α происходит расширение главного лепестка, но при этом падает уровень боковых лепестков.

Сравнение данного окна производилось с окном Кайзера в среде MatLab 6.5 (при помощи утилиты wvtool). Параметр β в окне Кайзера подбирался таким образом, чтобы ширина главного лепестка была одинаковой у обоих окон. Во всех случаях длина окна $N=65$. В таблице 1 приведены наиболее интересные из полученных результатов.

Таблица 1.

Сравнение экспериментального окна с окном Кайзера

Экспериментальное окно		Окно Кайзера			разность уровней боковых лепестков (дБ)	
α	$K_y, \%$	УБЛ (дБ)	β	$K_y, \%$		УБЛ (дБ)
0,30	0,67	25,3	2,91	0,70	23,6	1,7
0,35	0,33	29,0	3,34	0,35	26,3	2,7
0,40	0,11	34,3	3,95	0,13	30,2	4,1
0,45	0,03	39,6	4,72	0,03	35,4	4,2
0,50	0,01	44,6	5,76	0,01	42,3	2,3

Здесь: K_y - коэффициент утечки, который показывает, какая доля общей мощности сосредоточена в боковых лепестках его спектра. УБЛ - уровень боковых лепестков (уровень максимального из боковых лепестков относительно главного лепестка).

Как видно из полученных результатов, предлагаемое окно имеет несколько лучшие показатели по сравнению с окном Кайзера (при $\beta = [3; 6]$), и поэтому может успешно применяться при гармоническом анализе сигналов с применением ДПФ.

Литература

1. Хонина С.Н., Котляр В.В. Вилияние дифракции на изображении, согласованные с вытянутыми сфероидальными волновыми функциями // Компьютерная оптика, ИСОИ РАН, Самара-Москва, 2001, №21, с. 64-69.