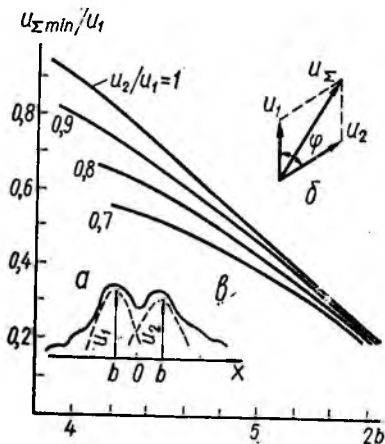


### О РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ДИСПЕРСИОННОГО СПЕКТРОАНАЛИЗАТОРА

Разрешающей способностью (РС)  $\Delta f$  спектроанализатора (СА) с дисперсионной линией задержки (ДЛЗ), включающего смеситель с ЛЧМ гетеродином и ДЛЗ [2, 3], называют минимальную разность частот двух гармонических колебаний, наблюдаемых раздельно с 30 %-ным провалом между двумя максимумами, соответствующими этим колебаниям [1]. Для фильтровых СА с колоколообразной АЧХ анализирующего фильтра РС рассмотрена в работах [1, 4]. При оценке РС дисперсионного СА линейное разворачивание спектра во времени позволяет заменить разрешение по частоте разрешением во времени [3]. Временное разрешение можно определить, решая уравнение, связывающее значение провала между максимумами (см. рисунок, а) и время сдвига одного отклика относительно другого. Если напряжения откликов представить в виде векторов (см. рисунок, б), то суммарное напряжение равно



$$u_{\Sigma} = \sqrt{u_1^2 + u_2^2 + 2u_1u_2 \cos \varphi},$$

где  $\varphi$  — случайный фазовый сдвиг напряжений, заполняющих отклики.

Форма огибающей отклика ДЛЗ, согласованной с ЛЧМ-сигналом, характеризующего исследуемый гармонический сигнал, описывается функцией вида  $\text{sinc}(x) = \sin x/x$ , где  $x \sim t$ . Тогда длина суммарного вектора

$$u_{\Sigma} = \sqrt{U_1^2 \text{sinc}^2(x-b) + U_2^2 \text{sinc}^2(x+b) + 2U_1U_2 \text{sinc}(x-b) \text{sinc}(x+b) \cos \varphi},$$

где  $U_1$  и  $U_2$  — максимальные значения огибающих откликов первого и второго исследуемых сигналов;  $2b$  — интервал между откликами (см. рисунок, а). Примем, как обычно,  $U_1 = U_2 = U$ . Наибольший провал между основными лепестками будет при  $x = 0$ ; значение провала огибающей в зависимости от интервала между откликами

$$(u_{\Sigma}/U)|_{x=0} = \sqrt{2} \text{sinc}(b) \cdot \sqrt{1 + \cos \varphi}. \quad (1)$$

При наилучшем в смысле разрешения фазовом сдвиге заполняющих откликов  $\cos \varphi = 1$ , и значение провала огибающей  $(u_{\Sigma}/U)|_{x=0} = 2 \operatorname{sinc}(b)$ .

Если максимальные значения откликов  $U_1$  и  $U_2$  неодинаковы, то зависимость  $u_{\Sigma}$  от  $b$  усложняется

$$(u_{\Sigma}/U_1)|_{x=x_1} = \operatorname{sinc}(x_1) \sqrt{1 + (U_2/U_1)^2 + 2(U_2/U_1) \cos \varphi}, \quad (2)$$

где  $-b < x_1 < b$  и определяется из уравнения  $(x_1 + b)^2 [(x_1 - b) \times \cos(x_1 - b) - \sin(x_1 - b)] + (U_2/U_1) [(x_1 + b) \cos(x_1 + b) - \sin(x_1 + b)] (x_1 - b)^2 = 0$ .

Решения уравнений (1) и (2) при различных  $(U_2/U_1)$  и  $\cos \varphi = 1$  представлены на рисунке (б) в виде семейства кривых, связывающих временное разнесение откликов со значением провала огибающей.

По графикам, задавшись значением  $(u_{\Sigma}/U_1)$  и крутизной  $2a$  дисперсионной характеристики анализирующей ДЛЗ, можно определить значение предельной РС дисперсионного СА. Аргумент  $(x)$  огибающей отклика  $x = \pi \Delta F_{\text{лчм}} t$  [3], где  $t$  — реальное время;  $\Delta F_{\text{лчм}}$  — девиация частоты импульсов, подвергаемых сжатию в ДЛЗ. Отсюда предельное временное разрешение  $\Delta t = 2b/(\pi \Delta F_{\text{лчм}})$  и соответствующее предельное частотное разрешение  $\Delta f = 2a \cdot \Delta t$ . При  $(u_{\Sigma}/U_1) = 0,7$  РС дисперсионного СА в 1,6 раза превышает ширину отклика СА на гармоническое воздействие.

1. Воллернер Н. Ф. Аппаратурный спектральный анализ сигналов. М.: Сов. радио, 1977. 208 с. 2. Джек А. М., Грант М. П., Коллинз Дж. Х. Теория, проектирование и применение Фурье-процессоров на ПАВ // ТИИЭР. 1980. Т. 68, № 4. С. 22—43. 3. Тверской В. И. Дисперсионно-временные методы измерений спектров радиосигналов. М.: Сов. радио, 1974. 174 с. 4. Харкевич А. А. Спектры и анализ М.: ГИФМЛ, 1962. 236 с.

Поступила в редколлегию 09.09.84

УДК 621.397

В. В. ПЕРЕВЕРТУН, ст. науч. сотр.

### ОБ ИЗМЕНЕНИИ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ НА ВЫХОДЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Степень влияния аналого-цифрового преобразователя (АЦП) на отношение сигнал/шум (С/Ш) существенно зависит от соотношения между апертурой его характеристики  $\Delta$  и значением огибающей смеси сигнала и шума  $V$ , поступающей на его вход. Для количественной оценки изменения отношения С/Ш на выходе АЦП воспользуемся методикой расчета, изложенной в работе [1], исключив идеальный фильтр на выходе нелинейного элемента.

Представим характеристику АЦП (без учета эффекта дискретизации) нелинейной зависимостью  $g(u)$  двустороннего ограничителя (см. рисунок). Примем, что на вход АЦП поступает смесь узкополосного сигнала  $s(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_c)$  и узкополосного гауссовского