УДК 621.391.26

В.И. Барышев

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ БЕСКОНТУРНОГО ФАЗОВОГО ЧАСТОТНОГО ДИСКРИМИНАТОРА

Проведен статистический анализ работы фазового частотного дискриминатора, выполненного на электромагнитной линии задержки. Получены аналитические выражения и графические изображения для дискриминационной характеристики, а также поведение крутизны дискриминационной характеристики и коэффициента ухудшения качества этих характеристик по сравнению с оптимальным дискриминатором в зависимости от отношения сигнал/шум.

фазовый частотный дискриминатор, дискриминационная характеристика, оптимальный дискриминатор, отношение сигнал/шум

Введение

Частотный дискриминатор рассматривается как первичный преобразователь частота – напряжение. Преобразователи данного типа обладают рядом недостатков, основным из которых является нестабильность параметров преобразования, которая обусловлена наличием резонансных контуров. В этом случае имеет место существенные температурные погрешности преобразования и снижение широкополосности.

В настоящее время имеются частотные дискриминаторы, построенные без использования резонансных контуров. Среди них следует отметить цифровые частотные дискриминаторы [1, 2], дискриминаторы, реализованные на основе схем фазовой автоподстройки частоты управляемого генератора [3]. Основной недостаток этих схем – сложность, а в схемах фазовой автоподстройки возможен срыв слежения управляемого генератора.

Помимо преобразовательных функций частотный дискриминатор находит широкое применение в бортовых доплеровских РЛС в качестве измерителя доплеровской частоты, что равнозначно измерению радиальной скорости движения цели. Одним из основных требований, предъявляемых к дискриминационным измерителям, является стабильность измерений доплеровской частоты при требуемой точности.

В настоящей статье исследуется фазовый частотный дискриминатор, реализованный на электромагнитной линии задержки. Стабильность измерения доплеровской частоты в данном случае зависит от температурной стабильности индуктивно-емкостных параметров линии задержки. При практической реализации электромагнитных линий задержки на L, в элементах может быть достигнута стабильность параметров линии, по крайней мере, на порядок выше, чем у резонансных контуров.

Цель выполненных в статье исследований состояла в статистическом анализе работы дискриминатора, оценивая параметры $S_{экв}$ – эквивалентная спектральная плотность, характеризующая флуктуационную составляющую выходного напряжения; $К_{д}$ – крутизна дискриминационной характеристики; χ – коэффициент ухудшения качества работы дискриминатора по сравнению с оптимальным.

Изложение основного материала

Для исследования широкополосного фазового частотного дискриминатора при наличии флуктуационных помех рассмотрим его структурную схему, которая приведена на рис. 1.

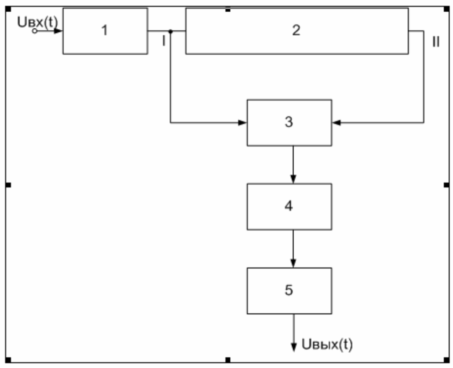

Рис. 1. Структурная схема фазового частотного дискриминатора

Здесь 1 – тракт преобразователя и УПЧ; 2 – электромагнитная линия задержки; 3 – умножитель; 4 – фильтр нижних частот; 5 – линейный усилитель.

Предполагается, что приходящий сигнал идеализируется в виде стационарного нормального случайного процесса с шириной спектра, значительно меньшей его средней частоты, и медленно изменяющейся средней частотой. Эта идеализация хорошо соответствует непрерывному радиолокационному сигналу при наличии доплеровского эффекта. Спектральная плотность сигнала аппроксимируется функцией

$$S_c = S_0 \exp\left\{-\pi\left(\frac{f-f_c}{\Delta f_c}\right)^2\right\}, \qquad (1)$$

где Δf_c – эффективная ширина спектра сигнала и $\Delta f_c << f_c$. Помеха на входе предполагается "белой", со спектральной плотностью G_0.

Относительно параметров, входящих в схему элементов, делаются следующие допущения:

1) амплитудно-частотная характеристика тракта УПЧ имеет вид гауссовой кривой;

2) УПЧ охвачен высокоинерционной системой АРУ, которая приводит средний уровень выходного напряжения к постоянному уровню E.

Для нахождения среднего значения и спектральной плотности напряжения на выходе дискриминатора предварительно определим общее выражение для этого напряжения.

На выходе УПЧ согласно [4] можно записать значения плотности сигнала и помехи

$$S_{c.пр} = C^2 S_0 \exp\left\{-\pi\left[\frac{y^2}{\left(1+\mu^2\right)\Delta f_c{}^2} - \left(\frac{f-f_0-ky}{\Delta f_{c1}}\right)^2\right]\right\}; \quad (2)$$

$$G_n = C^2 G_0 \exp\left\{-\pi\left(\frac{f-f_0}{\Delta f_{эф}}\right)^2\right\}, \qquad (3)$$

где $k = \dfrac{\Delta f_{эф}^2}{\Delta f_{эф}^2 + \Delta f_c{}^2} = \dfrac{\mu^2}{1+\mu^2}$; $\Delta f_{c_1}{}^2 = \dfrac{\mu^2}{1+\mu^2}\Delta f_c{}^2$;

$$\mu = \frac{\Delta f_{эф}}{\Delta f_c}; \qquad (4)$$

y – расстройка средних частот гетеродинированного сигнала и УПЧ; $\Delta f_{эф}$ – эффективная полоса тракта УПЧ;

$$C = (3, 20), \qquad (5)$$

C – новый коэффициент пропорциональности, учитывающий нормирующие свойства АРУ.

Ввиду узкополосности процессов помехи $n(t)$ и сигнала $S(t)$ на выходе УПЧ, в соответствии с методом огибающей их можно представить в виде:

$$n(t) = U_n(t)\cos\omega_0 t + V_n(t)\sin\omega_0 t;$$

$$S(t) = U_c(t)\cos(\omega_0 + 2\pi ky)t + V_c(t)\sin(\omega_0 - 2\pi ky)t,$$

где $U_c(t)$ и $V_c(t)$ – медленные нормальные случайные процессы с одинаковыми функциями корреляции, которые согласно (2), равны

$$r(\tau) = C^2 S_0 \Delta f_{c_1} \exp\left\{-\pi\left[\frac{y^2}{\left(1+\mu^2\right)\Delta f_c{}^2} + \left(\Delta f_{c_1}\tau\right)^2\right]\right\}. (6)$$

Ввиду симметрии спектра относительно частоты $f_0 + ky$, $U_c(t)$ и $V_c(t)$ не коррелированны. По той же причине $U_n(t)$ и $V_n(t)$ – нормальные взаимно-некоррелированные случайные процессы с функциями корреляции

$$R(\tau) = C^2 G_0 \Delta f_{эф} \exp\left\{-\pi\left(\Delta f_{эф}\tau\right)^2\right\}. \qquad (7)$$

Составляя выражения для $S(t)$ относительно частоты f_0 вместо $f_0 + ky$ и складывая его с $n(t)$ имеем:

$$S(t) + n(t) = A(t)\cos\omega_0 t + B(t)\sin\omega_0 t, \qquad (8)$$

где

$$\left.\begin{aligned} A(t) &= U_n(t) + U_c(t)\cos 2\pi kyt + V_c(t)\sin 2\pi kyt \\ B(t) &= V_n(t) - U_c(t)\sin 2\pi kyt + V_c(t)\sin 2\pi kyt \end{aligned}\right\}; \quad (9)$$

$A(t)$ и $B(t)$ – коррелированные нормальные процессы.

Анализ проведем для схемы, изображенной на рис. 1, полагая, что ей предшествует тракт преобразователя и УПЧ с инерционной системой АРУ. Если принять, что с выхода УПЧ снимается сигнал, описываемый выражениями (8) и (9), то согласно структурной схеме рис. 1 и значения $\tau_з = 1/(4f_0)$, задержанный сигнал записывается в виде:

$$U_{II}(t) = U_з(t) = A(t-\tau_з)\sin\omega_0 t - B(t-\tau_з)\cos\omega_0 t. \quad (10)$$

После перемножения задержанного (10) и незадержанного (8) сигналов и отфильтровывания высокочастотной составляющей, получим выходное напряжение дискриминатора:

$$U_{вых}(t,y) = \frac{1}{2}K_y\left[A(t-\tau_з)B(t) - A(t)B(t-\tau_з)\right], \quad (11)$$

где K_y – постоянный коэффициент, определяемый умножителем, фильтром НЧ и выходным линейным усилителем.

Оценивая возможности рассматриваемого дискриминатора, по сравнению с оптимальным, определим эквивалентную спектральную плотность $S_{экв}$ и коэффициент ухудшения качества дискриминатора по сравнению с оптимальным χ.

$$\chi = S_{экв}/S_{opt}, \qquad (12)$$

где эквивалентная спектральная плотность определяется равенством

$$S_{экв} = S_{вых}/K_д^2; \qquad (13)$$

$S_{вых}$ – спектральная плотность, характеризующая флуктуационную составляющую выходного напряжения, которая не зависит от рассогласования y; $K_д$ – крутизна дискриминационной характеристики:

$$K_д = \frac{1}{2\pi}\left|\frac{\partial \overline{U_{вых}(t,y)}}{\partial y}\right|_{y=0}. \qquad (14)$$

Для нахождения этих параметров прежде определим дискриминационную характеристику как зависимость усредненного значения выходного напряжения от рассогласования y.

Усредняя выходное напряжение (11) и принимая во внимание выражения (5), (6), получим

$$\overline{U_{\text{вых}}(t,y)} = \frac{2}{\pi} K_y E^2 \exp\left\{-\pi\left(\Delta f_{c_1}\tau_3\right)^2\right\}\times$$

$$\times\frac{\exp\left\{-\pi\dfrac{y^2}{\Delta f_c{}^2\left(1+\mu^2\right)}\right\}\sin 2\pi k y\tau_3}{\exp\left\{-\pi\dfrac{y^2}{\Delta f_c{}^2\left(1+\mu^2\right)}\right\}+\dfrac{1}{h}\sqrt{1+\mu^2}}, \qquad (15)$$

где $h = S_0/G_0$ – отношение сигнал/шум на входе приемного устройства.

Соотношение (15) представляет зависимость дискриминационной характеристики от характеристик сигнала и помехи Δf_c, y, h и параметров схемы K_y, E, τ_3, μ.

Зависимость нормированного значения A(y) дискриминационной характеристики от относительной расстройки $y/\Delta f$ приведена на рис. 2 для некоторых значений h.

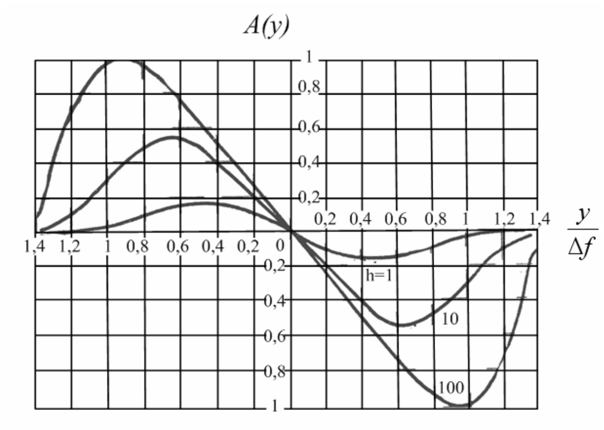

Рис. 2. Зависимость нормированного значения A(y) от y/Δf

Из выражения (15) и рис. 2 следует, что A(y) является нечетной функцией расстройки *y*. Увеличение интенсивности шумов приводит к уменьшению масштаба дискриминационной характеристики по оси ординат и к усилению завалов, что объясняется подавлением сигнала при больших расстройках системой АРУ.

Для более полной оценки поведения дискриминационной характеристики определим ее крутизну в нулевой точке, воспользовавшись соотношением (14). Тогда:

$$K_д = \frac{1}{2\pi}\left|\frac{\partial\overline{U_{\text{вых}}(t,y)}}{\partial y}\right|_{y=0} =$$

$$= \frac{2E^2 K_y \tau_3}{\pi\left(1+\dfrac{1}{h}\sqrt{1+\mu^2}\right)}\exp\left\{-\pi\left(\Delta f_{c_1}\tau_3\right)^2\right\}. \qquad (16)$$

На рис. 3 представлена нормированная относительно $E^2 K_y$ зависимость крутизны от значений h при некоторых величинах μ.

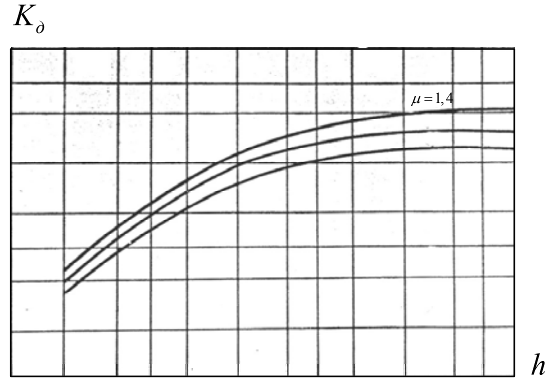

Рис. 3. Нормированная зависимость крутизны от значений h

Кривые показывают, что крутизна увеличивается с уменьшением интенсивности шумов и с ростом параметра μ. Естественно, на величину крутизны $K_д$ оказывают влияние параметры E и K_y. Если же варьировать величиной τ_3, то это приводит к изменению средней частоты настройки частного дискриминатора. Поэтому рассматривать величину τ_3 в качестве параметра, изменяющего крутизну дискриминатора, не желательно.

Эквивалентную спектральную плотность можно непосредственно определить из выражения

$$S_{\text{экв}} = \frac{1}{K_д^2}\int_{-\infty}^{\infty}\left[\overline{U_{\text{вых}}(t,0)\,U_{\text{вых}}(t+\tau,0)} - \right.$$

$$\left. - \overline{U_{\text{вых}}(t,0)}\;\overline{U_{\text{вых}}(t+\tau,0)}\right]d\tau. \qquad (17)$$

Используя формулы (2) – (5), (11), (16), после некоторых преобразований получим:

$$\frac{S_{\text{экв}}}{\Delta f_c} = 8Q^2\left(1+\mu^2\right)^{2,5}\Bigg/\left(\mu^3\exp\left\{-\frac{\pi}{16}\frac{1}{Q^2\left(1+\mu^2\right)}\right\}\right)\times$$

$$\times\left\{\sqrt{2}\left(1-\exp\left\{-\frac{\pi}{16Q^2\left(1+\mu^2\right)}\right\}\right)+\right.$$

$$+\frac{4\sqrt{1+\mu^2}}{h\sqrt{2+\mu^2}}\left(1-\exp\left\{-\frac{\pi}{8Q^2\left(2+\mu^2\right)}\right\}\right)+ \qquad (18)$$

$$\left.+\frac{\sqrt{2\left(1+\mu^2\right)}}{h^2}\left(1-\exp\left\{-\frac{\pi}{16Q^2}\right\}\right)\right\},$$

где $Q = f_0/\Delta f$ – добротность тракта УПЧ.

Величина $S_{экв}$ имеет три члена, по-разному зависящих от h, обусловленных соответственно биениями составляющих сигнала (слагаемое, независящее от h), биениями сигнала с шумом (слагаемое, содержащее $\frac{1}{h}$) и биениями шума с шумом (слагаемое, содержащее $\frac{1}{h^2}$). При малых интенсивностях шума преобладает первое слагаемое, при больших – третье. Наглядное представление зависимости $S_{экв}$ от h и μ дает графическое исследование. Параметр Q существенного влияния на величину $S_{экв}$ не оказывает. Действительно, если разложить экспоненциальные функции, которые входят в большие фигурные скобки формулы (18), и ограничиться вторым членом ряда, то (18) можно записать в более упрощенном виде:

$$\frac{S_{экв}}{\Delta f_c} \simeq \frac{\pi\left(1+\mu^2\right)^{2,5}}{\mu^3}\left[\frac{\sqrt{2}}{2\left(1+\mu^2\right)}+\frac{4\sqrt{1+\mu^2}}{h\left(2+\mu^2\right)^{1,5}}+\right.$$
$$\left.+\frac{\sqrt{2\left(1+\mu^2\right)}}{2h^2}\right]. \tag{19}$$

На рис. 4 и 5 изображены соответственно зависимости $\frac{S_{экв}}{\Delta f_c}$ и χ от h для некоторых значений μ по сравнению с оптимальным дискриминатором.

Пунктирной кривой на рис. 4 нанесено значение $\frac{S_{opt}}{\Delta f_c}$ для оптимального дискриминатора.

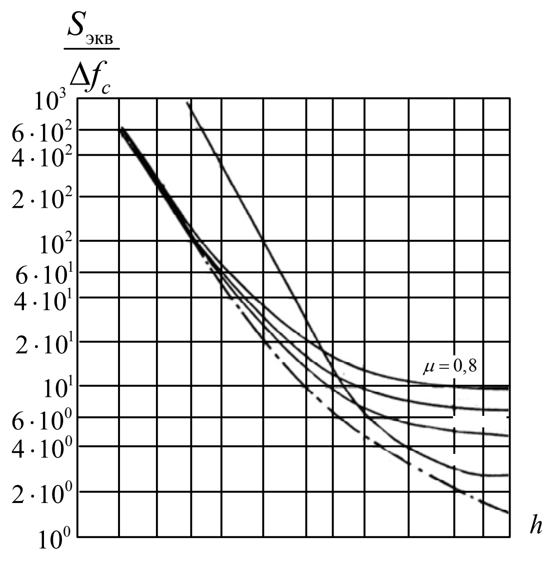

Рис. 4. Зависимости $\frac{S_{экв}}{\Delta f_c}$ от h

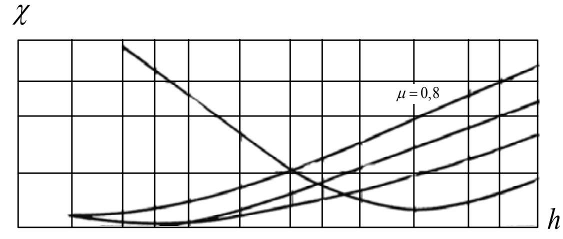

Рис. 5. Зависимости χ от h

Выводы

Из рассмотрения рис. 4 и 5 можно заключить:

1. Величина эквивалентой спектральной плотности или дисперсия ошибки единичного измерения уменьшается при всех значениях μ с уменьшением интенсивности шумов;

2. Наилучшее согласование рассматриваемого частотного дискриминатора с оптимальным при $h \ll 1$ получается при $\mu = 1$, когда ширина спектра сигнала согласована с полосой пропускания тракта УПЧ;

3. При $\mu < 1$ результаты ухудшаются по сравнению со случаем $\mu = 1$ для всех значений h;

4. При $\mu > 1$ результаты также ухудшаются по сравнению со случаем $\mu = 1$ для значений $h \ll 1$, но в области $h \gg 1$ наблюдается улучшение согласования с оптимальным при возрастании μ.

Как видно из приведенного анализа, рассмотренный частотный дискриминатор на электромагнитной линии задержки может обеспечить точность измерения частоты, близкую к точности оптимального измерителя при соотношениях сигнал шум $h \le 10$. При этом реализуемая точность измерения получается лучше, чем у известных частотных дискриминаторах на расстроенных контурах.

Список литературы

1. Цифровые радионавигационные устройства / В.В. Барашенков, А.Е. Лутченко, Е.М. Скороходов и др.; Под ред. В.Б. Смолова. – М.: Сов. радио, 1980. – 288 с.

2. Максимов М.В., Меркулов В.И. Радиоэлектронные следящие системы (синтез методами теории оптимального управления). – М.: Радио и связь, 1990. – 256 с.

3. Кар. Джон. Проектирование и изготовление электронной аппаратуры: Перев. с англ. – 2-е изд. – М.: Мир, 1986. – 387 с.

4. Большаков И.А. Воздействие сигнала и флюктуационной помехи на частотный дискриминатор // Электросвязь. – М.: Связь. – 1960. – № 10. – С. 23-26.

Поступила в редколлегию 2.10.2007

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.К. Волосюк, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков.