

РАДИОТЕХНИКА



А.Н. Голубинский,
доктор технических наук



Р.А. Асташов,
ОАО «Концерн «Созвездие»

О ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОМ РАЗРЕШЕНИИ КРАТКОВРЕМЕННОГО ФУРЬЕ-АНАЛИЗА И НЕПРЕРЫВНОГО ВЕЙВЛЕТ-АНАЛИЗА ПРИ ОБРАБОТКЕ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ

ON TIME-AND-FREQUENCY RESOLUTION OF THE SHORT-TERM FOURIER ANALYSIS AND THE CONTINUOUS WAVELET ANALYSIS AT SPEECH SIGNALS

Предложены параметры, позволяющие удобно для практического анализа характеризовать разрешающие способности вейвлетов. Проведено сравнение частотно-временных разрешающих способностей непрерывного вейвлет-преобразования и кратковременного преобразования Фурье.

The parameters allowing convenient for practical analysis was characterized resolutions for wavelets are proposed. The comparison of the time-frequency resolutions of the continuous wavelet transform and short-term Fourier transform is performed.

В настоящее время зачастую требуется обрабатывать сигналы, сложные по своей структуре. При этом решение ряда задач, связанных с обработкой нестационарных сигналов, параметры которых (например, частота) изменяются во времени, оказывается неэффективным или невозможным в рамках традиционного преобразования Фурье.

При оконном преобразовании Фурье сигнал делится на отрезки («окна»), в пределах которых его можно считать стационарным. Для этого к сигналу применяется оконная функция, ширина которой должна быть равной ширине окна. В данном случае окно как бы скользит, перемещаясь с некоторым сдвигом по всей временной оси сигнала [1]. Однако данное частотно-временное представление сигнала имеет существенный

недостаток — чем уже временное окно, тем лучше временное разрешение, но хуже частотное, и наоборот. Проблема оконного преобразования Фурье имеет свои корни в явлении, которое называется принципом частотно-временной неопределённости Гейзенберга. Таким образом, применительно к обработке сложных сигналов проблема оконного преобразования Фурье состоит в том, что приходится выбирать окно «раз и навсегда», то есть для анализа всего сигнала. Однако разные его участки могут требовать применения разных окон. Например, если сигнал состоит из далеко отстоящих друг от друга частотных компонент, то можно пожертвовать частотным разрешением в пользу временного, и наоборот.

Вейвлет-преобразование относительно кратковременного (оконного) преобразования Фурье (КПФ) обладает лучшей частотно-временной локализацией для коротких высокочастотных и протяжённых низкочастотных составляющих сложных сигналов, которые в подавляющем большинстве случаев существуют в природе [2]. Данное преимущество возникает вследствие переменного разрешения вейвлета по частоте и по времени. В результате при увеличении масштаба (или уменьшении частоты) в плоскости время-частота окно будет расширяться по временной шкале и сужаться по частотной шкале. При уменьшении масштаба — наоборот.

Вейвлет-преобразование находит все более широкое применение в обработке временных рядов, будь то интернет-трафик или биржевые котировки, обработке данных дистанционного зондирования геофизических данных, распознавании образов и речевых сигналов, задачах связи, теоретической физике и математике, медицине, сжатии изображений и мультимедиа-информации и т.д.

Основная идея вейвлет-преобразования отвечает специфике многих сигналов, демонстрирующих эволюцию во времени своих основных характеристик — среднего значения, дисперсии, периодов, амплитуд и фаз гармонических компонент. Подавляющее большинство процессов, изучаемых в различных областях знаний, характеризуются как раз нестационарными сигналами.

Таким образом, перспективным математическим аппаратом для обработки речевого сигнала является непрерывный вейвлет-анализ, позволяющий вычислить частотно-временные характеристики речевого сигнала с удовлетворительным разрешением по времени и частоте, выявив существенные особенности в анализируемом сложном нестационарном сигнале.

Непрерывное вейвлет-преобразование (НВП) является одним из эффективных альтернативных методов частотно-временного анализа и позволяет проводить анализ на произвольно выбираемых частотах с корректировкой размера окна преобразования под анализируемую частоту.

Следует отметить, что некоторые материнские вейвлеты НВП в ряде случаев непосредственно соответствуют конкретному физическому процессу, что определяет потенциально более высокую точность описания соответствующих сигналов.

К сожалению, в литературных источниках уделено мало внимания сравнительному анализу параметров частотно-временного разрешения НВП с параметрами КПФ.

Цель работы — исследование характеристик частотно-временного разрешения дочернего вейвлета Морле, сравнительный анализ частотно-временных разрешающих способностей непрерывного вейвлет-преобразования и кратковременного преобразования Фурье.

КПФ сигнала $u(t)$ определяется выражением:

$$S_u(\omega, b) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot h(t-b) \cdot e^{-j\omega \cdot t} dt, \quad (1)$$

где $h(t)$ — временное окно; b — сдвиг по временной оси. На практике при обработке речевых сигналов хорошо зарекомендовало себя окно Гаусса [1]:

$$h(t) = \exp\left(-\frac{t^2}{2 \cdot \sigma^2}\right), \quad (2)$$

здесь σ — параметр окна. Таким образом, для окна (2) КПФ приобретает вид:

$$S_u(\omega, b) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot e^{-\frac{(t-b)^2}{2 \cdot \sigma^2}} \cdot e^{-j\omega \cdot t} dt. \quad (3)$$

Отметим недостаток КПФ: разрешение по частоте и по времени — постоянные величины по отношению к частоте.

НВП сигнала $u(t)$ осуществляется путём свёртки [2]:

$$W_u(a, b) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot \psi_{a,b}(t) dt = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot \psi^*\left(\frac{t-b}{a}\right) dt, \quad (4)$$

где b — координаты сдвига (размерность времени); a — масштаб (безразмерная величина, обратно пропорциональная частоте); двухпараметрическая вейвлетная функция:

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right), \quad (5)$$

здесь $\psi(t)$ — материнский вейвлет, $\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)$ — дочерний вейвлет.

Человеческое ухо устроено так, что при обработке звукового сигнала результирующее преобразование сигнала будет с точностью до константы совпадать с вейвлет-преобразованием [3], а частотно-временные характеристики материнского вейвлета Морле аналогичны характеристикам базиллярной мембраны.

В связи с этим применительно к описанию речевых сигналов хорошо зарекомендовал себя материнский вейвлет Морле [3], к преимуществам которого следует отнести наличие параметров: σ (параметр масштаба, влияющий на ширину окна) и ξ (доминантная частота, позволяющая варьировать избирательность базиса). Варьируя данные параметры, можно добиться: 1) приемлемой ширины для частотного и временного окон (параметр σ); 2) высокой точности аппроксимации, используя небольшое количество коэффициентов вейвлет-преобразования — вследствие резонанса сигнала с вейвлетом (параметр ξ).

Вейвлет Морле при условии $\xi > 4$, что практически обеспечивает условие нулевого среднего (значение не превышает 10^{-3}) и достаточное затухание с ростом частоты спектральных составляющих (преобразования Фурье) материнского вейвлета, задаётся следующим образом (для единичной нормы):

$$\psi(t) \approx \frac{1}{\sqrt{\sigma} \sqrt[4]{\pi}} e^{j\xi t} \cdot e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}. \quad (6)$$

С учётом (6) НВП для вейвлета Морле приобретает вид:

$$W_u(a, b) = \frac{1}{\sqrt{\sigma} \sqrt[4]{\pi} \sqrt{|a|}} \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot \exp \left(-\frac{(t-b)^2}{2\sigma^2 a^2} - j\xi \frac{t-b}{a} \right) dt. \quad (7)$$

При значении параметра $\beta = \xi \cdot \sigma > 2\sqrt{5} \approx 4,472$ обеспечивается выполнение условия $\xi^2 \gg 2\sigma^{-2}$, что даёт приближенные выражения [4]:

$$\sigma \cdot a \approx \beta / \omega; \quad \xi / a \approx \omega. \quad (8)$$

Таким образом, выражение для НВП (7) можно записать в следующей форме [4]:

$$W_u(a, b) = \frac{1}{\sqrt[4]{\pi}} \sqrt{\frac{\omega}{\beta}} \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot e^{-\frac{(t-b)^2 \cdot \omega^2}{2 \cdot \beta^2}} \cdot e^{-j\omega \cdot (t-b)} dt, \quad (9)$$

здесь функция $\exp \left(-\frac{(t-b)^2 \cdot \omega^2}{2 \cdot \beta^2} \right) = h(t-b, \omega)$ играет роль временного окна переменной

ширины и зависит от частоты (по аналогии с КПФ). Значение параметра β для обработки речевых сигналов при условии $\xi > 4,5$ в большинстве случаев целесообразно принять равным: $\beta = 5$. Однако в зависимости от требуемой разрешающей способности по частоте или во времени параметр β может принимать и иные значения.

К удобствам НВП при использовании материнского вейвлета Морле, который является комплексным (как и ядро КПФ), при анализе периодических (квазипериодических, полигармонических) сигналов, стоит отнести следующее. Модуль НВП с данным материнским вейвлетом не будет иметь вид периодической (квазипериодической) структуры, в отличие от НВП при использовании действительных материнских вейвлетов, а будет представлять собой амплитудные составляющие (по аналогии с амплитудным спектром КПФ) на соответствующих гармониках (спектральных составляющих).

Для определения наилучшего в некотором смысле вейвлета, позволяющего с необходимой точностью решать задачи синтеза и анализа речи, требуется задаться параметрами вейвлета, которые позволяют количественно охарактеризовать его свойства.

Рассмотрим основную характеристику вейвлета — частотно-временное разрешение, т.е. потенциальную способность селективировать частотные и временные компоненты исследуемого сигнала.

Основными параметрами материнских вейвлетов, которые позволяют характеризовать его разрешающие способности по времени и частоте, являются [2, 5—9]:

1) эффективный радиус (размер) временного окна материнского вейвлета

$$\Delta_t = \sqrt{\frac{1}{\|u\|^2} \int_{-\infty}^{\infty} (t - t_0)^2 \cdot |u(t)|^2 dt}, \quad (10)$$

где t_0 — среднее значение материнского вейвлета во временной области;

$$t_0 = \langle t \rangle = \frac{1}{\|u\|^2} \int_{-\infty}^{\infty} t \cdot |u(t)|^2 dt; \quad (11)$$

$\|u\|$ — норма материнского вейвлета (во временной области);

$$\|u\|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 dt; \quad (12)$$

2) эффективный радиус (размер) частотного окна материнского вейвлета

$$\Delta_{\omega} = \sqrt{\frac{1}{\|\Psi_{\omega}\|^2} \int_{-\infty}^{\infty} (\omega - \omega_0)^2 \cdot |\Psi_{\omega}|^2 d\omega}, \quad (13)$$

где $\Psi(\omega)$ — преобразование Фурье от материнского вейвлета;

$$\Psi(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) \cdot e^{-j\omega t} dt; \quad (14)$$

$j = \sqrt{-1}$; в формуле (13) ω_0 — среднее значение материнского вейвлета в частотной области;

$$\omega_0 = \langle \omega \rangle = \frac{1}{\|\Psi_{\omega}\|^2} \int_{-\infty}^{\infty} \omega \cdot |\Psi_{\omega}|^2 d\omega; \quad (15)$$

$\|\Psi_{\omega}\|$ — норма материнского вейвлета в частотной области;

$$\|\Psi_{\omega}\|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |\Psi_{\omega}|^2 d\omega; \quad (16)$$

3) эффективная площадь частотно-временного окна материнского вейвлета для круговых частот

$$S_{\omega t} = \Delta_t \cdot \Delta_{\omega} \geq \frac{1}{2}, \quad (17)$$

для линейных частот:

$$S_{ft} = S_{\omega t} / (2\pi) = \Delta_t \cdot \Delta_f \geq \frac{1}{4\pi}. \quad (18)$$

Преобразование Фурье материнского вейвлета Морле (для единичной нормы)

$$\Psi(\omega) = \sqrt[4]{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{\sigma} \cdot e^{-\frac{\sigma^2(\xi - \omega)^2}{2}}, \quad (19)$$

а соответствующие параметры:

$$\Delta_t = \frac{\sigma}{\sqrt{2}}; \quad \Delta_{\omega} = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \sigma}; \quad S_{\omega t} = \frac{1}{2}; \quad S_{ft} = \frac{1}{4\pi}. \quad (20)$$

Основными известными параметрами дочерних вейвлетов, которые позволяют характеризовать разрешающие способности по времени и частоте непрерывного вейвлет-преобразования, являются [2, 5—9]:

1) эффективный радиус (размер) временного окна дочернего вейвлета

$$\Delta_{\psi} = \Delta_t \cdot a; \quad (21)$$

2) эффективный радиус (размер) частотного окна дочернего вейвлета для круговых частот

$$\Delta_{\Psi} = \frac{\Delta_{\omega}}{a}; \quad (22)$$

эффективный радиус (размер) частотного окна для линейных частот

$$\Delta_{\Psi[\Gamma_{\omega}]} = \frac{\Delta_f}{a}, \quad (23)$$

(т.е. справедливо равенство $\Delta_t \Delta_{\omega} = \Delta_{\psi} \cdot \Delta_{\Psi}$ или $\Delta_t \Delta_f = \Delta_{\psi} \cdot \Delta_{\Psi[\Gamma_{\omega}]}$);

3) эффективная площадь частотно-временного окна дочернего вейвлета для круговых или для линейных частот соответственно

$$S_{\psi, \Psi} = 2\Delta_{\psi} \cdot 2\Delta_{\Psi} = 4S_{\omega t} = 8S_{f t} \geq 2; \quad (24)$$

$$S_{\psi, \Psi[\Gamma_{\mathcal{U}}]} = 2\Delta_{\psi} \cdot 2\Delta_{\Psi[\Gamma_{\mathcal{U}}]} = 2S_{\omega t} / \pi = 4S_{f t} \geq 1/\pi. \quad (25)$$

Следует отметить, что оперирование абсолютными величинами вызывает ряд трудностей при сравнительном анализе частотно-временных разрешающих способностей вейвлета, например, низкочастотных и высокочастотных составляющих спектра, или коротких и протяжённых временных сегментов сложных сигналов.

Для удобства анализа частотно-временных разрешающих способностей вейвлета предложены следующие относительные параметры, характеризующие соответственно временное и частотное разрешение дочернего вейвлета:

$$\delta_{\psi} = \frac{\Delta_{\psi}}{T}; \quad \delta_{\Psi[\Gamma_{\mathcal{U}}]} = \frac{\Delta_{\Psi[\Gamma_{\mathcal{U}}]}}{f}, \quad (26)$$

где T и f — соответственно длительность рассматриваемого временного сегмента и частота спектральной составляющей сигнала.

Используя формулу, устанавливающую связь между масштабом и частотой

$$a = \frac{f_{\text{н}}}{f}, \quad (27)$$

где $f_{\text{н}}$ — нормированная линейная частота, которая для вейвлета Морле рассчитывается на основе выражения

$$f_{\text{н}} = (\xi + \sqrt{\xi^2 + 2 \cdot \sigma^{-2}}) / (4\pi), \quad (28)$$

получим с учетом (21) и (23) следующие расчетные формулы:

$$\Delta_{\psi} = \frac{\gamma}{f}; \quad \Delta_{\Psi[\Gamma_{\mathcal{U}}]} = \frac{f}{4\pi \cdot \gamma}. \quad (29)$$

В формулах (29): γ — константа для вейвлета Морле

$$\gamma = f_{\text{н}} \cdot \Delta_t = \frac{\sigma \cdot f_{\text{н}}}{\sqrt{2}} = \frac{\sigma \xi + \sqrt{\sigma^2 \xi^2 + 2}}{4\sqrt{2} \cdot \pi} = \frac{\beta + \sqrt{\beta^2 + 2}}{4\sqrt{2} \cdot \pi}. \quad (30)$$

Таким образом, относительные параметры:

$$\delta_{\psi} = \frac{\gamma}{f \cdot T} \Big|_{f \cdot T=1} = \gamma; \quad (31)$$

$$\delta_{\Psi[\Gamma_{\mathcal{U}}]} = \frac{1}{4\pi \cdot \gamma}. \quad (32)$$

В формуле (32) правая часть соответствует случаям, например, при исследовании разрешения самой малой по длительности или самой протяженной во времени периодической составляющей речевого сигнала (т.е. $T_{\text{min}}=1/f_{\text{max}}$ или $T_{\text{max}}=1/f_{\text{min}}$).

Для обеспечения равных значений относительных параметров разрешения: $\delta_{\psi} = \delta_{\Psi[\Gamma_{\mathcal{U}}]} = 0,282$ следует положить:

$$\gamma = 1/(2\sqrt{\pi}) \approx 0,282, \quad (33)$$

что обеспечивается при значении:

$$\beta = \frac{4\pi - 1}{2\sqrt{2}\pi} \approx 2,307. \quad (34)$$

В таблице представлены значения относительных параметров разрешения, рассчитанных для КПФ и НВП при различных значениях β .

КПФ		НВП					
			β				
			5	4	3	2,307	2
$\delta_f^{\min}, \%$	213,2	$\delta_{\Psi[\Gamma_u]}^{\min} = \delta_{\Psi[\Gamma_u]}^{\max}, \%$	13,9	17,2	22,4	28,2	31,8
$\delta_f^{\max}, \%$	3,7						
$\delta_t^{\min}, \%$	213,2	$\delta_{\psi}^{\min} = \delta_{\psi}^{\max}, \%$	57,4	46,4	35,5	28,2	25
$\delta_t^{\max}, \%$	3,7						

Параметры для расчета величин в таблице имели следующие значения: $f_{\min}=70$ Гц (наименьшая частота основного тона); $f_{\max}=f_d/2=4000$ Гц (где частота дискретизации: $f_d=8$ кГц); $T_{\max}=1/f_{\min}=14,3$ мс; $T_{\min}=1/f_{\max}=0,25$ мс. Соответствующие относительные параметры (в процентах) частотно-временного разрешения рассчитывались по формулам:

$$\delta_t^{\min} = \frac{\Delta_t}{T_{\min}} \cdot 100\%; \quad \delta_t^{\max} = \frac{\Delta_t}{T_{\max}} \cdot 100\%; \quad \delta_f^{\min} = \frac{\Delta_f}{f_{\min}} \cdot 100\%; \quad \delta_f^{\max} = \frac{\Delta_f}{f_{\max}} \cdot 100\%;$$

$$\delta_{\psi}^{\min} = \delta_{\psi}^{\max} = \gamma \cdot 100\%; \quad \delta_{\Psi[\Gamma_u]}^{\min} = \delta_{\Psi[\Gamma_u]}^{\max} = \frac{1}{4\pi \cdot \gamma} \cdot 100\%. \quad (35)$$

Заметим, что для КПФ константы: $\Delta_f = \text{const}$; $\Delta_t = \text{const}$, при этом для НВП переменные величины: $\Delta_{\Psi[\Gamma_u]} = \text{var}$; $\Delta_{\psi} = \text{var}$.

Значения эффективных радиусов для КПФ были выбраны из условий

$$\delta_t^{\min} = \delta_f^{\min} \quad (\text{что эквивалентно } \delta_t^{\max} = \delta_f^{\max}); \quad (36)$$

$$\Delta_t \cdot \Delta_f = \frac{1}{4\pi} \quad (\text{для окна Гаусса}), \quad (37)$$

в результате получим:

$$\Delta_f = \sqrt{\frac{f_{\min} \cdot f_d}{8\pi}} \approx 149,3 \text{ Гц}; \quad \Delta_t = \sqrt{\frac{1}{2\pi \cdot f_{\min} \cdot f_d}} \approx 0,53 \text{ мс}. \quad (38)$$

Относительные параметры при этом определяются следующим образом:

$$\delta_t^{\min} = \delta_f^{\min} = \sqrt{\frac{f_d}{8\pi \cdot f_{\min}}} \approx 2,132; \quad \delta_t^{\max} = \delta_f^{\max} = \sqrt{\frac{f_{\min}}{2\pi \cdot f_d}} \approx 0,037. \quad (39)$$

Как видно из таблицы, непрерывное вейвлет-преобразование (при использовании вейвлета Морле) позволяет обеспечить по сравнению с кратковременным преобразованием Фурье (при использовании окна Гаусса) лучшие параметры частотно-временного разрешения во всём частотном диапазоне исследуемого спектра и на всех временных сегментах речевого сигнала. Также заметим, что возможен случай фиксированных относительных параметров частотно-временного разрешения 28,2% (для значения $\beta=2,307$).

Таким образом, предложены параметры в виде относительных эффективных радиусов дочернего вейвлета, позволяющие удобно для практического анализа характеризовать его разрешающие способности. На основе параметров, характеризующих ча-

стотно-временное разрешение дочернего вейвлета, проведено сравнение частотно-временных разрешающих способностей непрерывного вейвлет-преобразования и кратковременного преобразования Фурье.

ЛИТЕРАТУРА

1. Женило В.Р. Компьютерная фоноскопия. — М.: Академия МВД России, 1995. — 208 с.
2. Короновский А.А., Храмов А.Е. Непрерывный вейвлетный анализ и его приложения. — М.: Физматлит, 2003. — 176 с.
3. Горшков Ю.Г. Новые решения речевых технологий безопасности // Специальная техника. — 2006. — №4. — С. 1—13.
4. Голубинский А.Н. Параметры вейвлета, выбор сдвига и масштаба непрерывного вейвлет-преобразования для детектирования эмоций по голосу // Вестник Воронежского института МВД России. — 2013. — № 2. — С. 109—118.
5. Бурнаев Е.В. Применение вейвлет преобразования для анализа сигналов. — М.: МФТИ, 2007. — 138 с.
6. Витязев В.В. Вейвлет-анализ временных рядов. — СПб.: Изд-во С.- Петербург. ун-та, 2001. — 58 с.
7. Добеши И. Десять лекций по вейвлетам. — Ижевск: Регулярная и хаотическая динамика, 2001. — 464 с.
8. Мала С. Вейвлеты в обработке сигналов. — М.: Мир, 2005. — 671 с.
9. Новиков Л.В. Основы вейвлет-анализа сигналов. — СПб.: МОДУС+, 1999. — 152 с.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Голубинский Андрей Николаевич. Профессор кафедры радиотехники. Доктор технических наук. Воронежский институт МВД России.

E-mail: annikgol@mail.ru

Россия, 394065, г. Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (473) 247-64-72.

Асташов Роман Анатольевич. Начальник отдела.

ОАО «Концерн «Созвездие».

E-mail: rastashov@mail.ru

Россия, 394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14. Тел. (473) 259-79-67.

Golubinsky Andrey Nikolaevich. Professor of the chair of Radio engineering. Doctor of technical sciences.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (473) 247-64-72.

Astashov Roman Anatolyevich. The chief of department.

JSC «Concern «Sozvezdie».

Work address: Russia, 394018, Voronezh, Plekhanovskaya Str., 14. Tel. (473) 259-79-67.

Ключевые слова: речевой сигнал; вейвлет-анализ; непрерывное вейвлет-преобразование; кратковременное преобразование Фурье; частотно-временные разрешающие способности.

Key words: speech signal; wavelet analysis; continuous wavelet transform; short-term Fourier transform; time-frequency resolutions.

УДК 519.7:534.78:621.39



А.Н. Бабкин,
кандидат технических наук, доцент



И.В. Атласов,
доктор физико-математических наук,
профессор

РАДИАЛЬНО-УГЛОВОЙ МЕТОД ЧАСТОТНО- ТЕРРИТОРИАЛЬНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ СЕТЕЙ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ ОРГАНОВ ВНУТРЕННИХ ДЕЛ

RADIAL-AND-ANGULAR METHOD OF FREQUENCY AND TERRITORIAL PLANNING OF THE MOBILE RADIO COMMUNICATION NETWORKS IN LAW-ENFORCEMENT BODIES

Рассмотрен радиально-угловой метод частотно-территориального планирования сетей подвижной радиосвязи органов внутренних дел. Рассматриваемый метод заключается в введении новых базовых радиостанций, зоны обслуживания которых не перекрываются с зонами помех введенных ранее базовых радиостанций сетей, используя полярную систему координат.

The radial and angular method of frequency and territorial planning of networks of a mobile radio communication of law-enforcement bodies is considered. It consists in introduction of the new basic radio stations which zones of service aren't blocked with zones of hindrances of entered earlier basic radio stations of networks, using polar system of coordinates.

Одной из основных задач совершенствования сетей подвижной радиосвязи (СПР) органов внутренних дел является применение цифровых технологий и перевод сетей на меньший канальный разнос. В связи с этим для эффективного использования радиочастотного спектра, обеспечения надежной и качественной связи абонентов в заданных зонах обслуживания актуальной задачей является оптимальное частотно-территориальное планирование (ЧТП) СПР.

Частотно-территориальное планирование СПР ОВД заключается в выборе конфигурации сети, размещении базовых радиостанций, распределении частот, минимизации внутрисистемных и внесистемных помех, обеспечении электромагнитной совместимости (ЭМС) радиосетей.

Методы частотно-территориального планирования СПР достаточно подробно изложены в работах известных специалистов в этой области, например [1, 2].

Отличительной особенностью СПР ОВД является то, что они строятся по функционально-территориальному признаку, который характеризуется коэффициентами перекрытия сетей: коэффициентом перекрытия зон обслуживания радиосетей $\eta_{\text{пер.обсл.}}$ и коэффициентом перекрытия зон помех и зон обслуживания радиосетей $\eta_{\text{пер.пом.}}$ [3—5].

Каждая базовая радиостанция СПР ОВД формирует зону обслуживания и зону помех. Зона помех включает в себя помехи по совмещенному, соседнему и побочным каналам приема, а также интермодуляционные искажения.

Коэффициенты перекрытия определяются следующим образом:

$$\eta_{\text{пер.обсл.}} = \frac{S_{c_{ij}}}{S_{c_i}}, \quad \eta_{\text{пер.пом.}} = \frac{S_{n_{ji}}}{S_{c_i}}, \quad (1)$$

где S_{c_i} — зона обслуживания i -й радиосети, S_{c_j} — зона обслуживания j -й радиосети, S_{ij} — площадь перекрытия i -й и j -й радиосетей, $S_{n_{ij}}$ — площадь перекрытия зоной помех i -й радиосети зоны обслуживания j -й радиосети, $S_{n_{ji}}$ — площадь перекрытия зоной помех j -й радиосети зоны обслуживания i -й радиосети, $\eta_{\text{пер.пом.}}$ — коэффициент перекрытия зоной помех i -й радиосети зону обслуживания j -й радиосети, $\eta_{\text{пер.пом.}}$ — коэффициент перекрытия зоной помех j -й радиосети зону обслуживания i -й радиосети.

На рис. 1 представлены СПР_{*i*} с радиусами зоны обслуживания и зоны помех соответственно R_i и r_i и СПР_{*j*} с радиусами зоны обслуживания и зоны помех соответственно R_j и r_j ; S_{ij} — площадь перекрытия двух сетей.

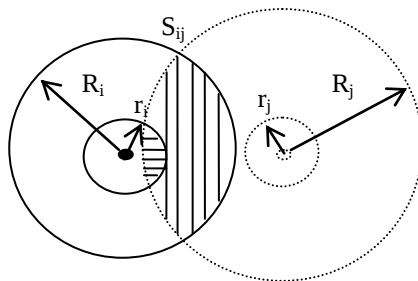


Рис. 1

Как показывает практика ЧТП СПР ОВД, коэффициенты перекрытия (1) имеют значения не менее 0,5.

Задачей оптимального ЧТП радиосетей является формирование территориальных размещений СПР ОВД с частотными присвоениями базовых радиостанций, включающими перекрытие зон обслуживания и зон помех.

Одним из эффективных способов решения данной задачи является применение радиально-углового метода, основанного на применении полярной системы координат. Данный метод позволяет значительно упростить расчеты, связанные с определением возможных перекрытий зон обслуживания и зон помех вводимых в существующую группировку СПР ОВД новых радиосетей.

Радиально-угловой метод ЧТП заключается в следующем.

Территорию, на которой размещаются СПР ОВД, можно представить как прямоугольник со сторонами А и Б (рис. 2).

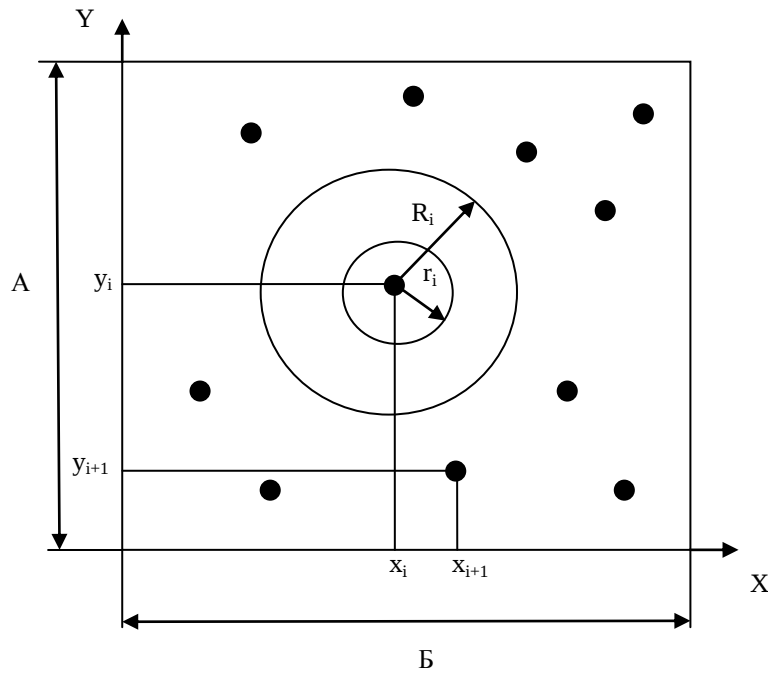


Рис. 2

Множество точек, представляющих собой базовые радиостанции сетей, определяется выражением

$$\psi_i = \{x_i, y_i, r_i, R_i\}, \quad i=1, \dots, n, \quad (2)$$

где x_i и y_i — координаты расположения базовых радиостанций, R_i и r_i — соответственно радиусы зон обслуживания и помех, формируемых базовыми радиостанциями.

Радиально-угловой метод ЧТП заключается в введении новых базовых радиостанций (точек), зоны обслуживания которых не перекрываются с зонами помех введенных ранее базовых радиостанций (точек), последовательно, начиная с радиостанции (точки), определяемой выражением

$$\psi_{n+1} = \{x_{n+1}, y_{n+1}, r_{n+1}, R_{n+1}\}.$$

Для решения данной задачи удобнее применить полярную систему координат. Для перехода от декартовой системы координат к полярной, сдвинутой на точку ψ_{n+1} , вводятся функции

$$\varphi = \varphi(x, y) = \begin{cases} \arctan\left(\frac{y - y_{n+1}}{x - x_{n+1}}\right) & \text{при } x > x_{n+1} \\ \arctan\left(\frac{y - y_{n+1}}{x - x_{n+1}}\right) + \pi & \text{при } x < x_{n+1} \\ \pi \setminus 2 & \text{при } x = x_{n+1} \end{cases}$$

$$\rho(x, y) = \sqrt{(x - x_{n+1})^2 + (y - y_{n+1})^2}$$

$$x = x_{n+1} + \rho \cos \varphi$$

$$y = y_{n+1} + \rho \sin \phi,$$

где ρ_i и ϕ_i — полярные координаты: соответственно радиальная координата (расстояние от точки до начала координат) и угловая координата (угол, на который нужно повернуть полярную ось, чтобы попасть в эту точку).

Для точки $(x_i, y_i) \in R^2, i = 1, \dots, n, n+1$ полярные координаты будут определяться выражениями

$$\begin{aligned}\rho_i &= \rho(x_i - x_{n+1}, y_i - y_{n+1}), \\ \phi_i &= \phi(x_i - x_{n+1}, y_i - y_{n+1}).\end{aligned}$$

С учетом введения новой исследуемой базовой радиостанции выражение (2) примет вид

$$\psi_i = \langle x_i, y_i, r_i, R_i \rangle_{i=1}^{n+1}.$$

При этом множество точек, представляющих собой базовые радиостанции сетей, в полярных координатах будет определяться следующим образом:

$$\Phi_i = \langle \rho_i, \phi_i, r_i, R_i \rangle_{i=1}^{n+1}.$$

Построенное соответствие

$$\begin{aligned}&\gamma(x_{n+1}, y_{n+1}) \\ &(x_i, y_i) \Rightarrow (\rho_i, \phi_i)\end{aligned}$$

является взаимно-однозначным между плоскостью $x \times y$ и множеством (2):

$$\left\{ \sigma > 0 \times \left\{ -\frac{\pi}{2} < \psi \leq \frac{3\pi}{2} \right\} \right\}.$$

Проанализируем возможность введения новой базовой радиостанции с координатами

$$\psi_{n+1} = \langle x_{n+1}, y_{n+1}, r_{n+1}, R_{n+1} \rangle$$

в имеющуюся группировку СПР ОВД, определяемую множеством (2).

Круг с центром, в котором расположена базовая радиостанция с координатами x_i и y_i и радиусом R_i , в полярной системе координат будет определяться следующими соотношениями:

$$\begin{aligned}&(\langle x_i, y_i \rangle \Rightarrow \langle \rho_i, \phi_i \rangle), \\ &\langle x_i - x_i \rangle^2 + \langle y_i - y_i \rangle^2 = R_i^2, \\ &\rho \cos \phi = \rho_i \cos \phi_i + \rho \sin \phi = \rho_i \sin \phi_i = R_i^2, \quad (3) \\ &\rho^2 + \rho_i^2 - 2\rho\rho_i \cos \phi_i - \phi = R_i^2.\end{aligned}$$

Возможность ввода в существующую группировку СПР ОВД новой сети определяется множеством

$$A = \langle R_{n+1}, -r_{n+1} \cup r_{n+1}, R_{n+1} \cap \left(\bigcup_{i=1}^n A_i^1, \rho_i^2 \right) \rangle. \quad (4)$$

Графическое изображение радиально-углового метода ЧТП СПР ОВД представлено на рис. 3, где BP_i и BP_{i+1} — соответственно i -я и $i+1$ -я базовые радиостанции.

Для анализа возможности введения новой радиосети в существующую группировку СПР ОВД необходимо найти точки пересечения прямой $\psi_k = \frac{\pi k}{v}$ и круга, представляемого соотношениями (3), v и k — натуральные числа и $k \leq v$:

$$\begin{aligned}\rho_i^1 &= \rho_i \cos(\varphi_i - \psi_k) - \sqrt{R_i^2 - \rho_i^2 \sin^2(\varphi_i - \psi_k)}, \\ \rho_i^2 &= \rho_i \cos(\varphi_i - \psi_k) + \sqrt{R_i^2 - \rho_i^2 \sin^2(\varphi_i - \psi_k)}.\end{aligned}\quad (5)$$

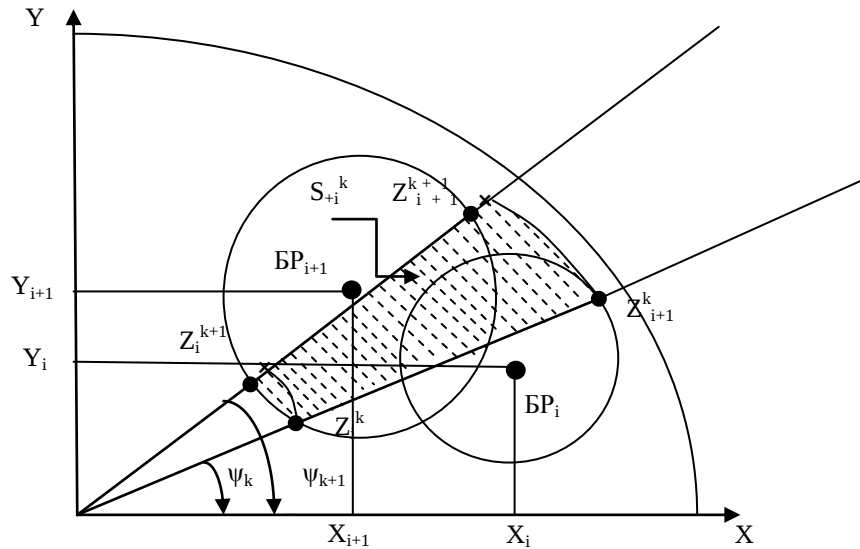


Рис. 3

Действительные решения (5) возможны при выполнении условий:

$$\begin{aligned}|\sin(\varphi_k - \varphi_i)| &\leq \frac{\rho_i}{R_i}, \\ \rho_i^1 &< \rho_i^2, \text{ при } \rho_i < R_i \text{ корень } \rho_i^1 < 0.\end{aligned}\quad (6)$$

Для выполнения условия (6) необходимо рассмотреть все числа ρ_i^j на отрезке $[-R_{n+1}, -r_{n+1}]$.

Вводимые базовые радиостанции обозначаются как y_i^- , $i=1, \dots, m$.

Для всех $1 \leq i \leq m$ и $0 \leq j \leq k$ необходимо проверить принадлежность базовых радиостанций (точек) множеству A :

$$\begin{aligned}\frac{y_i^- + y_{i+1}^-}{2} &\in A, \\ \frac{y_{i+j}^- + y_{i+j+1}^-}{2} &\in A.\end{aligned}$$

Точки пересечения прямой ψ_k и круга (3) образуют множество ϖ^{-k} всех натуральных чисел $1 \leq i \leq m_1$ z_i^k , $i=1, \dots, m_1$ таких, что отрезок $[z_i^k, z_{i+1}^k] \in A$.

Рассматривая для всех $i \in \varpi^k$ сектор, ограниченный дугами кривых $\langle \psi_k, \psi_{k+1} \rangle$ и радиусами z_i^k и z_{i+1}^k , можно определить его площадь:

$$S_{-i}^k = \frac{\pi}{v} \left| z_{i+1}^k - z_i^k \right|.$$

Площадь для всех $1 < k \leq v$ будет определяться выражением

$$S_- = \sum_{\substack{1 \leq k \leq v \\ i \in \varpi^{-k}}} S_{-i}^k. \quad (7)$$

Для дальнейшего исследования необходимо рассмотреть числа ρ_i^j , попавшие на отрезок $[r_{n+1}, R_{n+1}]$.

Точки пересечения прямой ψ_{k+1} и круга образуют множество ϖ^k всех натуральных чисел $m_1 + 1 \leq i \leq m_1 + m_2$, таких, что отрезок $[z_i^k, z_{i+1}^k] \subseteq A$.

Для всех $i \in \varpi^k$ необходимо рассмотреть площадь сектора S_{+i}^k , представленного на рис. 3. Данная площадь ограничена дугами кривых $\langle \psi_k, \psi_{k+1} \rangle$ и радиусами z_i^k и z_{i+1}^k :

$$S_{+i}^k = \frac{\pi}{2v} \left| z_{i+1}^k{}^2 - z_i^k{}^2 \right|.$$

Площадь для всех $1 < k \leq v$ будет определяться выражением

$$S_+ = \sum_{\substack{1 \leq k \leq v \\ i \in \varpi^k}} S_{+i}^k. \quad (8)$$

При этом площадь перекрытия зон обслуживания и зон помех исследуемой радиосети будет определяться как сумма (7) и (8):

$$S = S_- + S_+.$$

Для определения электромагнитной совместимости вводимой радиосети и существующей группировки СПР ОВД вводится критерий

$$K_{эмс} = \frac{S}{\pi (R_{n+1}^2 - r_{n+1}^2)}.$$

Очевидно, что $0 \leq K_{эмс} \leq 1$, при этом обеспечение ЭМС вновь вводимой радиосети с существующей группировкой СПР ОВД будет определяться выражением: $k_{эмс} \geq k_{эмс}^{mp}$, где $k_{эмс}^{mp}$ — требуемый критерий ЭМС.

Точность определения значения $K_{эмс}$ зависит от значения угла $\psi_k = \frac{\pi k}{v}$: чем меньше ψ_k , тем точнее можно сделать вывод об обеспечении ЭМС вновь вводимой радиосети с существующей группировкой СПР ОВД.

Если $k_{эмс} < k_{эмс}^{mp}$, то точка (расположение базовой радиостанции) выбрана неудачно.

$$\psi_{n+1} = [\alpha_{n+1}, y_{n+1}, r_{n+1}, R_{n+1}].$$

В этом случае необходимо выбрать другую точку (другое расположение вновь вводимой базовой радиостанции радиосети).

Данная процедура выполняется для всех вводимых базовых радиостанций СПР ОВД. Таким образом, можно сделать следующий вывод.

Сети подвижной радиосвязи ОВД строятся по функционально-территориальному принципу, отличающемуся значительным перекрытием зон обслуживания и зон помех базовых радиостанций.

Оптимальное частотно-территориальное планирование радиосетей заключается в расположении базовых радиостанций с минимальным перекрытием указанных зон.

Применение радиально-углового метода ЧТП СПР, основанного на использовании полярной системы координат, позволит существенно упростить нахождение пе-

рекрытый зон обслуживания и зон помех радиосетей, что делает данный метод привлекательным для практического применения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Основы управления использованием радиочастотного спектра. Т. 2: Обеспечение электромагнитной совместимости радиосистем / под ред. М.А. Быховского. — М.: КРАСАНД, 2012. — 552 с.
2. Бабков В.Ю., Вознюк М.А., Михайлов П.А. Сети мобильной связи. Частотно-территориальное планирование: учебное пособие для вузов. — 2-е изд., испр. — М.: Горячая линия — Телеком, 2007. — 224 с.
3. Бабкин А.Н., Андрущук В.О. Подходы к оптимизации систем подвижной радиосвязи ОВД // Вестник ВИ МВД России. — 2012. — №2. — С.31—34.
4. Сети и системы радиосвязи ОВД и средства их информационной защиты: учебное пособие / О.И. Бокова, Н.С. Хохлов, О.С. Авсентьев, А.Н. Бабкин [и др.]; под ред. Н.С. Хохлова. — Воронеж: Воронежский институт МВД России, 2012. — 228 с.
5. ОСТ 78.01.0004-2000. Стандарт отрасли. Наземные радиостанции с угловой модуляцией стационарные, возимые и перевозимые автотранспортом, носимые и переносные, предназначенные для работы в радиосетях органов внутренних дел и внутренних войск МВД России. Виды, основные параметры, технические требования.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Бабкин Александр Николаевич. Начальник кафедры информационной безопасности. Кандидат технических наук, доцент.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: alex_babk@mail.ru., babkian@mail.vimvd.ru.

Россия, 394065, г. Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (473) 262-33-76.

Атласов Игорь Викторович. Начальник кафедры автоматизированных информационных систем ОВД. Доктор физико-математических наук, профессор.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: vorhmscl@comch.ru

Россия, 394065, Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (473) 2476-472.

Babkin Alexander Nicolayevich. The chief of information security chair. Candidate of technical sciences, assistant professor.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (473) 262-33-76.

Atlasov Igor Victorovich. Chief the chair of automated information systems. Doctor of physical and mathematical sciences, professor.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (473) 2476-472.

Ключевые слова: частотно-территориальный план; сети подвижной радиосвязи; полярная система координат; базовая радиостанция; зона обслуживания, зона помех.

Key words: frequency and territorial plan, networks of a mobile radio communication; polar system of coordinates; basic radio station; service zone; zone of hindrances.

УДК 621.396.62



А.Н. Глушков,
кандидат технических наук



Н.С. Хохлов,
доктор технических наук

**НЕКОГЕРЕНТНАЯ КВАДРАТУРНАЯ ОБРАБОТКА
РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ БЫСТРЫХ ЦИФРОВЫХ
АЛГОРИТМОВ ДЛЯ МОНИТОРИНГА РАДИОЧАСТОТНОГО
СПЕКТРА В ТЕХНОЛОГИЯХ КОГНИТИВНОГО РАДИО**

**INCOHERENT QUADRATURE PROCESSING OF SIGNAL BASED
ON FAST DIGITAL ALGORITHMS FOR RADIO-FREQUENCY
SPECTRUM MONITORING IN COGNITIVE RADIO TECHNOLOGIES**

Рассматриваются вопросы возможности применения алгоритмов быстрой цифровой обработки радиосигналов в системах когнитивного радио.

The questions of the possibility of using fast algorithms for digital signal processing in cognitive radio systems are considered.

В последние годы наблюдается стремительное развитие беспроводных телекоммуникационных систем, например систем сотовой и спутниковой радиосвязи, локальных беспроводных сетей и Интернет по технологии Wi-Fi и Wi-MAX. Телекоммуникационные системы, используемые в органах внутренних дел, не являются исключением. Они используются для передачи звука и видеоизображения, работы с базами данных и т.п. для решения различных служебных задач.

Однако практически весь частотный диапазон к настоящему времени распределен и лицензирован, при этом, как показали исследования Федеральной комиссии связи США, спектр, как драгоценный природный ресурс, используется недостаточно эффективно. В результате внедрение и использование новых сервисов, для работы которых необходимо наличие свободных частотных диапазонов, становится затруднительным, а в некоторых случаях вовсе невозможным. Сегодня в беспроводных сетях доминирует командно-административный подход к управлению использованием спектра, где фиксированные участки спектра лицензированы для каждой отдельной беспроводной услуги или технологии. Одним из самых перспективных вариантов решения данной проблемы является когнитивное радио.

Система когнитивного радио (CRS) представляет собой радиосистему, которая использует технологию, позволяющую этой системе получать знания о своей среде эксплуатации и географической среде, а также об установленных правилах и своем внутреннем состоянии. Она имеет возможность динамической и автономной корректировки своих эксплуатационных параметров и протоколов согласно полученным знаниям для достижения заранее поставленных целей и учиться на основе полученных результатов [1]. Таким образом, когнитивное радио является передовой технологией, обеспечивающей более рациональное использование радиочастотного спектра.

Когнитивное радио способно получать и передавать сигналы на различных частотах. Частными случаями подобных систем являются технологии распределенного спектра и пространственно-временного мультиплексирования. Использование таких систем предполагает повышение функциональности отдельных оконечных устройств и их конвергенцию. Одно устройство может применяться для приема сигналов телевидения, мобильной связи и радио. Отдельный подкласс этого класса технологий составляет «интеллектуальное» радио, проводящее анализ электромагнитной среды и позволяющее находить для передачи временно или постоянно не используемые частоты, что позволяет увеличивать количество передаваемой информации на каждой частоте.

На международном уровне вопрос о внедрении когнитивных радиосистем был включен в повестку дня Всемирной конференции радиосвязи 2012 г. (пункт 1.19). В 2007—2011 гг. исследовательские комиссии и рабочие группы МСЭ-R проводили исследования, направленные на определение потребностей в регулировании использования радиочастотного спектра когнитивными системами. В рамках этих исследований изучались вопросы обеспечения электромагнитной совместимости при внедрении когнитивных систем, а также сценарии внедрения и технические характеристики когнитивных систем, в том числе устройств, используемых для сухопутной подвижной службы в ТВ-полосах частот.

Согласно исследованиям МСЭ-R, выделяют три основных вывода относительно применения когнитивных систем и возможностей обеспечения электромагнитной совместимости [2].

- Технологии CRS могут обеспечить преимущества пользователям сухопутной подвижной службы, включая системы ИМТ (международной подвижной связи), за счет повышения эффективности использования существующего спектра и смягчить проблему перегруженности (обеспечив, например, выигрыш в пропускной способности).

- Внедрение и работа станций на основе технологии CRS в системах какой-либо службы радиосвязи не должны налагать какие-либо дополнительные ограничения на другие службы, совместно использующие соответствующую полосу частот.

- Любая система той или иной службы, использующая системы радиосвязи с программируемыми параметрами (Software-Defined Radio, SDR) и/или CRS в полосе частот, распределенной этой службе, должна функционировать в соответствии с положениями Регламента радиосвязи и административными правилами, регулирующими использование полос частот и критерии защиты, определенные в соответствующих рекомендациях МСЭ-R.

Это позволяет организовать эффективную связь и пользоваться ею в полной мере. Данное радио формирует определенные показатели среды передачи сигналов: диапазон частот, тип и параметры модуляции и кодирования, протоколы взаимодействия радиосредств, определяет мощность сигналов и ряд других величин.

Для описания таких интеллектуальных радиосистем и был предложен термин «когнитивное радио» [3]. Свойство когнитивности (способность к познанию и самообучению) подразумевает возможность радиосистемы решать следующие задачи:

- 1) оценки «шумовой температуры» радиосреды, обнаружение неиспользуемых в данный момент времени частотных интервалов (спектральных дыр);
- 2) анализа параметров радиоканала, оценка канальной информации, предсказания состояния радиоканала;
- 3) управления радиоплатформами (радиостанциями), излучаемой мощностью и спектром сигнала.

Радиоэлектронные средства когнитивного радио для выполнения перечисленных функций должны иметь в своем составе следующие элементы:

- управляемые приемопередатчики;
- модули наблюдения за радиопространством (мониторинга спектра);
- когнитивный или интеллектуальный модуль, осуществляющий анализ результатов наблюдений и обучение системы;
- базу данных о состоянии радиопространства в различные моменты времени, необходимую для прогнозирования среды распространения сигналов;
- элемент управления системой в соответствии с действующими целями, правилами и политикой управления спектром.

Структурная схема такого когнитивного радио представлена на рис. 1.

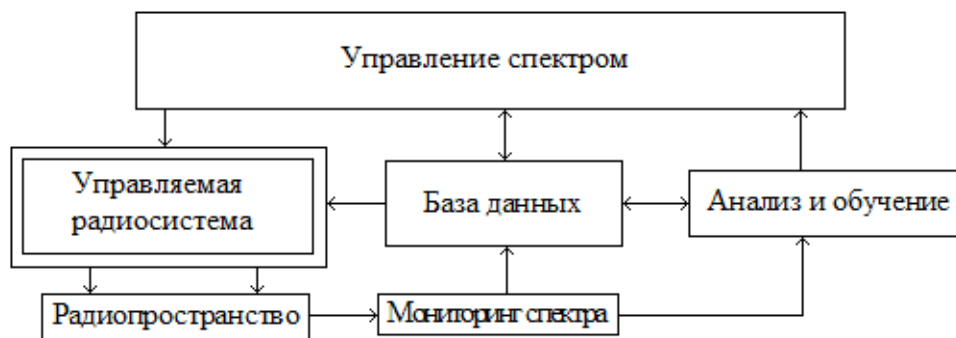


Рис.1. Структурная схема когнитивного радио

Система когнитивного радио позволяет использовать временно свободные участки спектра, которые получили название «спектральные дыры». Если эта полоса в дальнейшем используется лицензированным пользователем, вторичный пользователь, для того чтобы не создавать помех, перемещается в другой участок спектра или остается в той же полосе, изменяя уровень мощности передачи или схему модуляции [4].

Работа системы начинается со сканирования частотного диапазона и построения так называемой карты занятости каналов. Эти данные заносятся в базу данных и используются для прогнозирования состояния радиоканалов и обучения системы управления.

Одной из важнейших задач системы когнитивного радио является мониторинг радиочастотного спектра. Его алгоритм должен обеспечивать высокую вероятность обнаружения радиосигналов и низкую вероятность ложного обнаружения в широком диапазоне отношений сигнал/шум. Также необходимо учитывать вычислительную сложность и эффективность применяемых алгоритмов. Существуют различные методы мониторинга спектра: энергетическое обнаружение, детектирование на основе согласованных фильтров, цикло-стационарное детектирование и т.д. Чаще всего используется быстрое преобразование Фурье в заданной полосе частот (обычно несколько МГц). Ре-

ализовать алгоритм мониторинга спектра в реальном времени в широкой полосе частот с высокой разрешающей способностью достаточно затруднительно.

Рассмотренные задачи предполагают использование быстрых и эффективных цифровых алгоритмов и устройств обнаружения и демодуляции радиосигналов, способных адаптивно перестраиваться в зависимости от состояния среды распространения сигналов (радиопространства) в области функционирования когнитивной системы радиосвязи. Они должны иметь возможность перестройки по рабочим частотам, изменения полосы пропускания, параметров демодуляции сигналов различных типов, обеспечивать высокую скорость обработки данных при минимальных аппаратных и программных затратах.

В [5—11] предложены отвечающие указанным требованиям быстрые цифровые алгоритмы и устройства обнаружения и демодуляции узкополосных сигналов. В их основе лежит базовая вычислительная процедура каскадного суммирования (вычитания) отсчетов сигнала за $N = 2^n$ периодов несущей частоты, которая требует использования минимально возможного числа операций суммирования/вычитания (или аппаратных сумматоров/вычитателей).

Структурная схема быстрого алгоритма цифровой некогерентной обработки узкополосного сигнала показана на рис. 2.

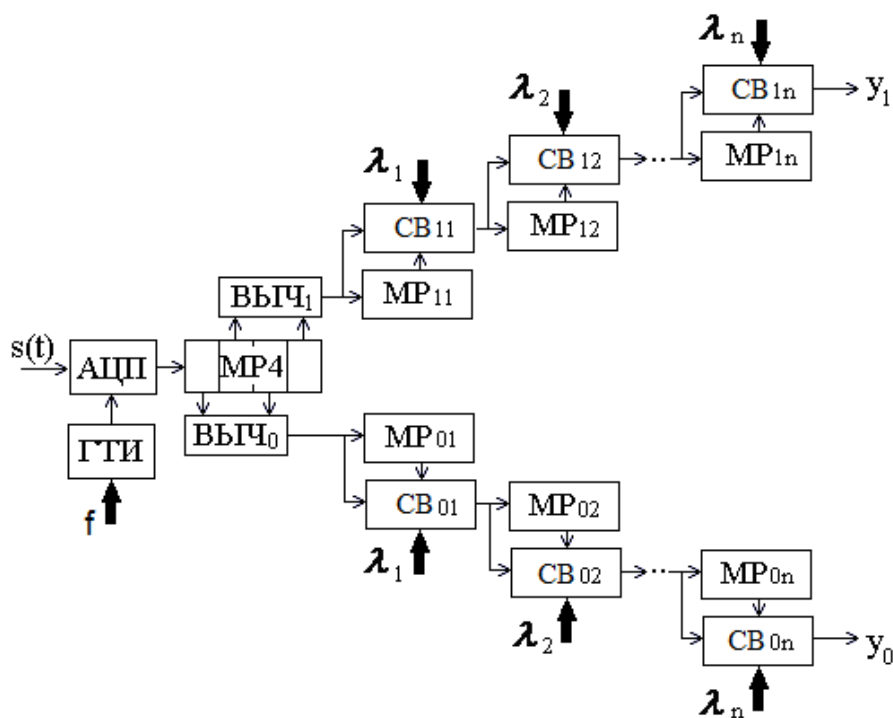


Рис. 2. Структурная схема быстрого алгоритма цифровой некогерентной обработки узкополосного сигнала

Входной узкополосный сигнал $s(t)$ с несущей частотой f_0 вида

$$s(t) = S(t) \cos(2\pi f_0 t + \psi_c(t)) \quad (1)$$

поступает на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП), который стробируется от генератора тактовых импульсов (ГТИ) с частотой f_{KB} , равной

$$f_{KB} = 4 \cdot f_0, \quad (2)$$

и формирует по четыре отсчета $s_{i0}, s_{i1}, s_{i2}, s_{i3}$ за каждый i -й период сигнала. Эти отсчеты вводятся в многоразрядный регистр сдвига на четыре отсчета (МР4), после чего запускается вычислительная процедура вида

$$y_0 = \sum_{i=1}^N \delta_i (s_{4(i-1)} - s_{4(i-1)+2}), \quad (3)$$

$$y_1 = \sum_{i=1}^N \delta_i (s_{4(i-1)+1} - s_{4(i-1)+3}), \quad (4)$$

где $\delta_i = \pm 1$ — знакопеременные элементы последовательностей Уолша.

В вычитателях ВЧ₀ и ВЧ₁ определяются разности четных $a0_i^{(0)} = [s_{i0} - s_{i2}]$ и нечетных $a0_i^{(1)} = [s_{i1} - s_{i3}]$ отсчетов для двух квадратурных каналов. Затем они суммируются (или вычитаются) в сумматорах/вычитателях СВ₀₁ и СВ₁₁ с содержимым многоразрядных регистров сдвига МР₀₁ и МР₁₁, каждый из которых содержит одно полученное при обработке предыдущего периода значение $a0_{i-1}^{(0)}$ и $a0_{i-1}^{(1)}$ соответственно, и формируются результаты обработки соседних разностей отсчетов $al_i^{(0)} = a0_i^{(0)} \pm a0_{i-1}^{(0)}$ и $al_i^{(1)} = a0_i^{(1)} \pm a0_{i-1}^{(1)}$. После этого новые значения $a0_i^{(0)}$ и $a0_i^{(1)}$ с выходов вычитателей ВЧ₀ и ВЧ₁ записываются в МР₀₁ и МР₁₁, заменяя их предыдущее содержимое.

Далее рассчитываются величины $a2_i^{(0)} = al_i^{(0)} \pm al_{i-2}^{(0)}$ и $a2_i^{(1)} = al_i^{(1)} \pm al_{i-2}^{(1)}$ (четыре соседних разностей отсчетов), где $al_i^{(0)}$ и $al_i^{(1)}$ получены в сумматорах СУМ₀₁ и СУМ₁₁, а $al_{i-2}^{(0)}$ и $al_{i-2}^{(1)}$ записаны в последних ячейках многоразрядных регистров сдвига МР₀₂ и МР₁₂ на две ячейки памяти каждый. После этого содержимое регистров сдвигается, устаревшие значения $al_{i-2}^{(0)}$ и $al_{i-2}^{(1)}$ теряются, а в освободившиеся первые ячейки записываются полученные в СУМ₀₁ и СУМ₁₁ величины $al_i^{(0)}$ и $al_i^{(1)}$.

Затем описанная процедура повторяется для аналогичной обработки 8-ми, 16-ти и т.д. соседних разностей отсчетов (всего $n = \log_2 N$ этапов) и формируются величины $y_0(3)$ и $y_1(4)$.

Каждый блок СВ_i управляется двоичным сигналом λ_i , равным 0 (режим сложения) или 1 (режим вычитания), n -разрядный двоичный код $\lambda_n \dots \lambda_2 \lambda_1$ является номером последовательности Уолша элементов $\delta_i, i = \overline{1, N}$ в (3) и (4).

Свойства показанного на рис. 2 алгоритма зависят от дальнейшей обработки откликов y_0 и y_1 квадратурных каналов, от управляющего кода $\lambda_n \dots \lambda_2 \lambda_1$ и от частоты квантования f_{KB} . Если по откликам y_0 и y_1 сформировать величины

$$z = \sqrt{y_0^2 + y_1^2} \quad (5)$$

и выбрать $\lambda_k = 0, k = \overline{1, n}$, то можно реализовать цифровой узкополосный обнаружитель радиосигналов [6—10], отклик z которого пропорционален амплитуде входного сигнала. Его частотная характеристика $H(\Delta f)$, нормированная к максимальному значению $2N$, $\Delta f = f - f_0$, показана на рис. 3 пунктиром. Полоса пропускания $\Pi = f_0/2N$. Там же сплошной линией показана частотная характеристика алгоритма, у которого на послед-

нем этапе $\lambda_n = 1$ (выполняется вычитание). Как видно, на частоте f_0 имеет место полное подавление сигнала.

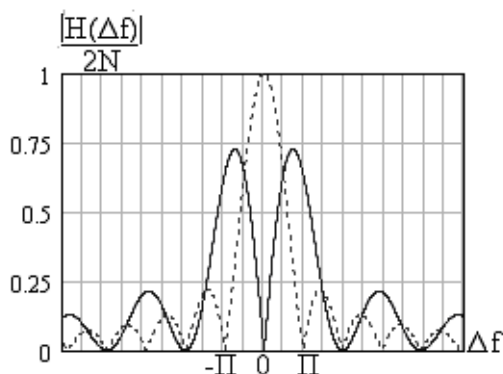


Рис. 3. Частотная характеристика $H(\Delta f)$, нормированная к максимальному значению $2N$

Перестройка рабочей частоты алгоритма обработки осуществляется простым изменением частоты квантования сигнала $f_{кв}$, что позволяет проводить последовательное сканирование частотного диапазона для выявления спектральных «дыр», подавая на генератор тактовых импульсов управляющий код f (рис. 2). Изменением величины N можно регулировать полосу пропускания алгоритмов обработки.

По величинам y_0 и y_1 можно определить мгновенную фазу $\psi_c(t)$ или частоту $f(t)$ принимаемого сигнала [12] в соответствии с выражениями

$$\psi_c(t_i) = \begin{cases} \arctg\left(\frac{y_0}{y_1}\right) & \text{при } y_1 \geq 0, \\ -\pi + \arctg\left(\frac{y_0}{y_1}\right) & \text{при } y_1 \leq 0, \end{cases} \quad (6)$$

$$f(t_i) = f_0 \frac{[\psi_c(t_i) - \psi_c(t_{i-1})]}{2\pi}, \quad (7)$$

где i — номер текущего периода сигнала.

Таким образом, появляются возможности реализации демодуляторов сигналов с амплитудной, фазовой и частотной модуляцией, а также их обнаружителей и классификаторов в процессе мониторинга спектра.

Предлагаемые алгоритмы могут быть использованы для программной или аппаратной реализации управляемой электронной аппаратуры обработки сигналов в интересах когнитивного радио.

ЛИТЕРАТУРА

1. Отчет ПСК по техническим, эксплуатационным и регламентарно-процедурным вопросам, подлежащим рассмотрению Всемирной конференцией радиосвязи 2012 г. 2-я сессия Подготовительного собрания к конференции для ВКР-12. — Женева, февраль 2011 г.
2. Гурьянов И.О. Когнитивное радио: новые подходы к обеспечению радиочастотным ресурсом перспективных радиотехнологий // Электросвязь. — 2012. — №8. — С. 5—8.
3. Joseph Mitola III. Cognitive Radio. An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio: Doctor of Technology Dissertation / Royal Institute of Technology. — Sweden, May 2000.

4. Thomas Charles Clancy III Dynamic spectrum access in cognitive radio networks // Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy, 2006.

5. Глушков А.Н., Литвиненко В.П., Попов П.А. Быстрый цифровой алгоритм обнаружения узкополосного сигнала // Вестник ВГТУ. — Вып. 4.2. — Воронеж, 2002. — С. 6—8.

6. Быстрые цифровые алгоритмы обнаружения узкополосных сигналов / С.В. Бухарин, А.Н. Глушков, Н.А. Костров, В.П. Литвиненко // Телекоммуникации. — 2004. — №10. — С. 22—26.

7. Глушков А.Н., Литвиненко В.П., Проскуряков Ю.Д. Цифровой обнаружитель узкополосных сигналов. Патент РФ № 2 257 671 С1 МПК Н 04 В 1/10, опубликован 27.07.2005, бюл. №21.

8. Бухарин С.В., Глушков А.Н., Литвиненко В.П. Обнаружение узкополосных сигналов с оценкой уровня шума // Телекоммуникации. — 2006. — №1. — С. 8—11.

9. S.V. Bukharin, A.N. Glushkov, V.P. Litvinenko. Detection of NarrowBand Signals with Noise Level Assessment // Telecommunication radio engineering. — Vol. 67. — No. 1. — 2008.

10. Глушков А.Н., Литвиненко В.П., Попов П.А. Помехоустойчивость цифровой квадратурной демодуляции сигналов с относительной фазовой манипуляцией // Вестник ВГТУ. — Вып. 4.3. — Воронеж, 2003. — С. 9—12.

11. Ляшенко С.Н., Оськин Н.Н. Оценка помехозащищенности цифровых систем связи при использовании двоичных кодов на основе последовательностей Уолша // Вестник Воронежского института МВД России. — 2011. — № 4. — С.45—51.

12. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. — М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. — 656 с.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Глушков Алексей Николаевич. Доцент кафедры инфокоммуникационных систем и технологий. Кандидат технических наук.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: anglush@rambler.ru

Россия, 394053, г. Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (473) 262-33-85.

Хохлов Николай Степанович. Профессор кафедры инфокоммуникационных систем и технологий. Доктор технических наук.

Воронежский институт МВД России.

Россия, 394053, г. Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (473) 262-33-85.

Glushkov Alexey Nikolaevich. Assistant professor of the chair of information and communication systems and technologies. Candidate of technical sciences.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394053, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (473) 262-33-85.

Khokhlov Nikolay Stepanovich. Professor of the chair of information and communication systems and technologies. Doctor of technical sciences, professor.

Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394053, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (473) 262-33-85.

Ключевые слова: система когнитивного радио; мониторинг спектра; обнаружение радиосигналов; последовательности Уолша.

Key words: cognitive radio system; the monitoring of the spectrum; detecting radio signals; Walsh sequences.

УДК 621.391



М.Н. Тихомиров,
кандидат технических наук,
Воронежский государственный технический университет



В.В. Лебедев,
Военный учебно-научный центр (г. Воронеж)



В.Н. Тихомиров,
ОАО «Концерн «Созвездие»

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ

PARAMETRIC SYNTHESIS OF THE FREQUENCY SYNTHESIZER PHASE-AUTO-TUNING

Получены пространства состояний систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) синтезаторов частот (СЧ), позволяющие исследовать нелинейные свойства ФАПЧ в кусочно-линейном режиме. Предложена методика параметрического синтеза системы ФАПЧ высокого порядка. Представлен ряд структурных схем СЧ с различными видами фильтров нижних частот (ФНЧ) с использованием подсистемы Simulink системы MATLAB.

State-space systems of phase-locked loop (PLL) frequency synthesizers, allowing in piecewise linear mode investigate the nonlinear properties of the PLL in a piecewise-linear mode are gained. The method of parametric synthesis PLL high order is suggested. A number of structural schemes with various types of low-pass filters using Simulink subsystem of MATLAB is presented.

При построении СЧ, определяющих частотный диапазон и динамику перестройки передатчиков САП, работающих на дискретном множестве частот, с высокими требованиями к номинальному значению несущей частоты, чистоте спектра, параметрам модуляции и возможностям управления параметрами сигнала в широких пределах необходимо решать трудную и противоречивую задачу одновременного обеспечения стабильности и управляемости формируемого сигнала. Наиболее важными параметрами СЧ являются спектральная чистота выходных колебаний и время установления частоты [1]. СЧ передатчиков должны обладать высоким быстродействием при достаточно низком уровне паразитных составляющих в спектре выходных сигналов.

Быстродействие СЧ может быть улучшено за счет коммутации структуры и параметров элементов системы ФАПЧ в переходном режиме [2]. Системы ФАПЧ, используемые в СЧ с дробными делителями частоты и коммутируемыми элементами во время ПП при перестройке частоты [3], можно отнести к классу импульсных, нелинейных, нестационарных систем автоматического регулирования. Анализ и синтез таких систем довольно сложен и может проводиться только с применением специализированных пакетов прикладных программ типа MATLAB, AgilentADS, LabVIEW, OrCAD Pspice, SystemVue, VisSim и других. Статья ориентирована на использование программной системы MATLAB с предметно-ориентированными библиотеками Control System Toolbox и инструментом визуального моделирования Simulink [4].

СЧ можно свести к линейной непрерывной системе и проводить ее анализ и параметрический синтез хорошо известными методами, если учитывать импульсный характер работы СЧ и нелинейность импульсного частотно-фазового детектора (ЧФД) [5]. В частотной области используют логарифмические частотные характеристики (диаграммы Боде), запасы устойчивости по амплитуде и фазе, показатели колебательности 1 или R_M [1]. Во временной области удобно использовать четверку матриц $\{A, B, C, D\}$ для описания векторного дифференциального уравнения системы в пространстве состояний в явной форме Коши.

Цель работы — получить четверку матриц $\{A, B, C, D\}$ для описания СЧ с наиболее распространенными видами ФНЧ с элементами, являющимися параметрами от таких характеристик системы ФАПЧ в частотной области, как запас устойчивости по фазе $\varphi_{зап}$ и показателей колебательности M или R_M .

На рис. 1 приведена структурная схема варианта СЧ с линейной непрерывной системой с двумя токами накачки. Введены обозначения: ДДПКД — делитель частоты с дробно-переменным коэффициентом деления; ОУ — операционный усилитель; ГУН — генератор, управляемый напряжением, моделируемый сумматором и усилительно-интегрирующими элементами $S_{ГУН}$ и $2\pi/s$; $\Phi_o(t)$, $\Phi_N(t)$ и $\Phi_y(t)$ — фазы сигналов с опорного делителя (ОД), ДДПКД и ГУН соответственно; $\Phi_{yn}(t)$ — помеха на выходе ГУН; $e_\Phi(t)$ — напряжение на выходе ФНЧ; N — целое значение дробного коэффициента деления ДДПКД; два тока накачки $i_1(t)$ и $i_2(t)$, равные соответственно $i_1(t) = k_1 i_M \Delta\Phi(t)[1(t) - 1(t - t_k)]$ и $i_2(t) = i_M k_2 \Delta\Phi(t)1(t - t_k)$; k_1 и k_2 — коэффициенты усиления; t_k — некоторый момент времени выключения тока $i_1(t)$ и включения тока $i_2(t)$; $\Delta\Phi(t) = \Phi_o(t) - \Phi_N(t)$.

Напряжение $U(t)$ определяет диапазон перестройки СЧ $\Delta f_{УГ} = f_{УГ-В} - f_{УГ-Н} = S_{ГУН} U_M$ ($f_{УГ-В}$, $f_{УГ-Н}$ — верхняя и нижняя частоты настройки ГУН соответственно) и представляет собой единичную функцию с уровнем $\Phi_y(t)U_M$.

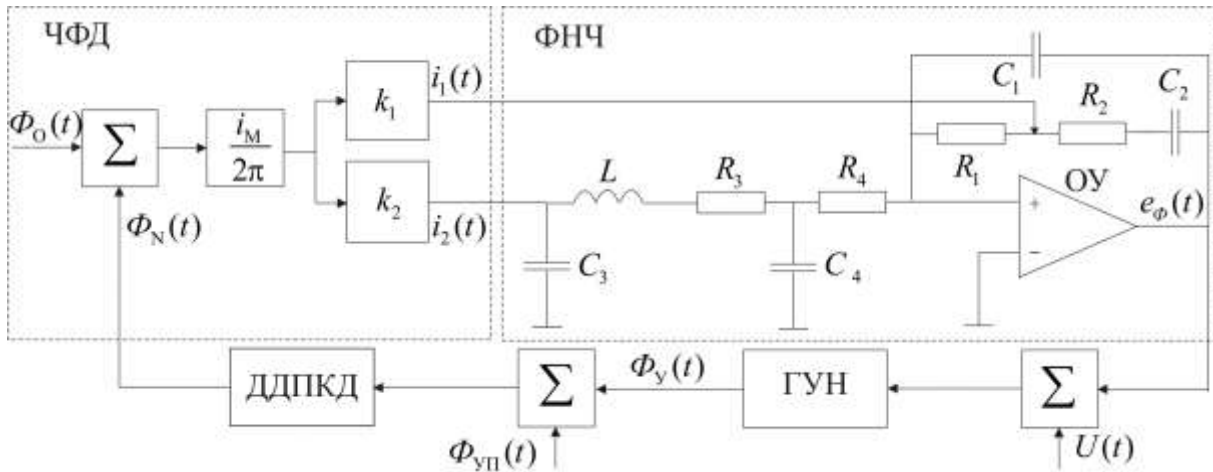


Рис. 1. СЧ с линейной системой с двумя токами накачки ЧФД

Передаточную функцию непрерывной линейризованной разомкнутой системы ФАПЧ (рис. 1) с идеальным ОУ для $k_2 = 1$ можно представить в виде

$$G(s) = \frac{\Phi_N(s)}{\Phi_o(s)} = \frac{-k_1 i_M S_{\text{ГУН}} (T_{11}s + 1)}{s^2 N(C_1 + C_2)(T_{21}s + 1)} + \frac{-i_M S_{\text{ГУН}} (T_{21}s + 1)}{s^2 N(C_1 + C_2)(T_{21}s + 1)[R_4 C_4 L C_3 s^3 + (L C_3 + R_4 C_4 R_3 C_3)s^2 + (R_4 C_3 + R_4 C_4 + R_3 C_3)s + 1]}, \quad (1)$$

где $T_{11} = R_2 C_2$, $T_{21} = (R_2 + R_1) \frac{C_2 C_1}{C_2 + C_1}$, $T_{12} = (R_2 + R_1) C_2$.

В работе [5] показано, что в зависимости от порядка *dsm_order* дельта-сигма модулятора (ДСМ), используемого в ДПКД, порядок системы ФАПЧ *m* должен соответствовать неравенству $m \geq \text{dsm_order} + 1$. Предлагаемую схему ФАПЧ 6-го порядка (рис. 1) можно рекомендовать для $\text{dsm_order} = 4$.

Для улучшения качества спектральных и динамических характеристик СЧ большое значение имеет ФНЧ, который должен быть таким, чтобы получить требуемый компромисс между шумовой характеристикой и временем установления частоты (временем ПП). Поэтому правильный расчет параметров ФНЧ важен для оптимальной работы синтезатора. Параметрический синтез системы ФАПЧ сводится к необходимости производить выбор параметров ФНЧ при полностью заданной его структуре до и после момента коммутации t_k , когда задана часть значений параметров СЧ (ω_b , N , i_M , $S_{\text{ГУН}}$, k_1 и k_2 , $\varphi_{\text{зап}}$, M или R_M).

Выражения для параметрического синтеза системы ФАПЧ (рис. 1), имеющей передаточную функцию в разомкнутом состоянии до коммутации $t < t_k$

$$G_{\text{ФАПЧ}}(s) = \frac{\Phi_y(s)}{\Phi_N(s)} = \frac{k i_M S_{\text{ГУН}} (T_{11}s + 1)}{(C_1 + C_2) N s^2 (T_{21}s + 1)} = \frac{\omega_{\text{Б1}}^2 (T_{11}s + 1)}{s^2 (T_{21}s + 1)}, \quad (2)$$

после коммутации $t > t_k$

$$G_{\Phi\text{АПЧ}}(s) = \frac{\Phi_y(s)}{\Phi_N(s)} = \frac{i_M S_{\text{ГУН}}(T_{12}s + 1)}{(C_1 + C_2)Ns^2(T_{21}s + 1)(T_{23}s + 1)^3} \approx \frac{\omega_{\text{Б2}}^2(T_{12}s + 1)}{s^2(T_{22}s + 1)}, \quad (3)$$

где $T_{22} = T_{21} + 3T_{23}$, а T_{23} определяется из уравнения

$$R_4 C_4 L C_3 s^3 + (L C_3 + R_4 C_4 R_3 C_3) s^2 + (R_4 C_3 + R_4 C_4 + R_3 C_3) s + 1 = (1 + T_{23}s)^3. \quad (4)$$

1. *Параметрический синтез с применением показателя колебательности M :*

$$T_{11} = \frac{1}{\omega_{\text{Б1}}} \sqrt{\frac{M_1}{M_1 - 1}}, \quad T_{21} = \frac{1}{(M_1 + 1)\omega_{\text{Б1}}} \sqrt{\frac{M_1}{M_1 - 1}}, \quad T_{12} = \frac{1}{\omega_{\text{Б2}}} \sqrt{\frac{M_2}{M_2 - 1}},$$

$$T_{22} = T_{21} + (dsm_order - 1)T_{23} = \frac{1}{(M_2 + 1)\omega_{\text{Б2}}} \sqrt{\frac{M_2}{M_2 - 1}},$$

где M_1, M_2 — показатели колебательности [4] для синтеза системы ФАПЧ при $t < t_k$ и

$$t > t_k \text{ соответственно; } \omega_{\text{Б1}}/\omega_{\text{Б2}} = \sqrt{k_1}; \quad \omega_{\text{Б1}} = \sqrt{\frac{i_M S_{\text{ГУН}} k_1}{(C_1 + C_2)N}}, \quad \omega_{\text{Б2}} = \sqrt{\frac{i_M S_{\text{ГУН}}}{(C_1 + C_2)N}}.$$

2. *Параметрический синтез с применением показателя колебательности R_M :*

$$T_{11} = \frac{1}{\omega_{\text{Б1}}} \sqrt{\frac{R_{1M} + 1}{R_{1M}}}, \quad T_{21} = \frac{R_{1M} - 1}{\omega_{\text{Б1}} \sqrt{(R_{1M} + 1)R_{1M}}}, \quad T_{12} = \sqrt{\frac{R_{2M} + 1}{\omega_{\text{Б2}}^2 R_{2M}}}, \quad T_{22} = \frac{R_{2M} - 1}{\omega_{\text{Б2}} \sqrt{(R_{2M} + 1)R_{2M}}},$$

где R_{1M}, R_{2M} — показатели колебательности [4] системы ФАПЧ при $t < t_k$ и $t > t_k$.

3. *Параметрический синтез с применением расчета на запас устойчивости:*

по фазе $\varphi_{\text{зап1}}$ на частоте среза системы ФАПЧ $\omega_{\text{СП1}} = \omega_{\text{Б1}}^2 T_{11}$

$$T_{11} / T_{21} = 1 + 2 \operatorname{tg}^2(\varphi_{\text{зап1}}) + \sqrt{[1 + 2 \operatorname{tg}^2(\varphi_{\text{зап1}})]^2 - 1}, \quad T_{11} = \frac{1}{\omega_{\text{Б1}}} \cdot \left[\frac{T_{11}}{T_{21}} \right]^{0,25};$$

по фазе $\varphi_{\text{зап2}}$ на частоте среза системы ФАПЧ $\omega_{\text{СП2}} = \omega_{\text{Б2}}^2 T_{12}$

$$T_{12} / T_{22} = 1 + 2 \operatorname{tg}^2(\varphi_{\text{зап2}}) + \sqrt{[1 + 2 \operatorname{tg}^2(\varphi_{\text{зап2}})]^2 - 1}, \quad T_{12} = \frac{1}{\omega_{\text{Б2}}} \cdot \left[\frac{T_{12}}{T_{22}} \right]^{0,25}.$$

Для решения поставленной задачи воспользуемся методом пространств состояний. В качестве состояний примем значения напряжения на конденсаторах и значения тока в индуктивностях ФНЧ (для ФНЧ на рис. 1 напряжения $U_{C3}(t), U_{C4}(t), U_{C1}(t), U_{C2}(t)$ на конденсаторах C_3, C_4, C_1, C_2 соответственно, ток $i_L(t)$ через индуктивность L и фаза ГУН $\Phi_y(t)$). В качестве выходных сигналов используем значения отклонений от частоты $\Delta f_{\text{УГ}} = S_{\text{ГУН}} e_{\Phi}(t)$ и фазы $\Phi_y(t)$ сигнала УГ.

Дифференциальное уравнение, описывающее систему ФАПЧ (рис. 1), имеет вид

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{X}} &= \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \\ \mathbf{Y} &= \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{D}\mathbf{U} \end{aligned} \right\}, \quad (5)$$

где $\mathbf{X} = U_{C3}(t); U_{C1}(t); U_{C2}(t); U_{C4}(t); i_L(t); \Phi_y(t)$ — вектор состояния системы ФАПЧ; $\mathbf{A}$ — матрица системы ФАПЧ; $\mathbf{B}$ — матрица вектора управления $\mathbf{U} = [\Phi_0(t); U(t)]$; $\mathbf{Y} = [\Phi_y(t); \Delta f_{\text{гн}}(t)]$ — вектор выхода; $\mathbf{C}$ — матрица выхода; $\mathbf{D}$ — матрица компенсации;

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_3 & i_M k_2(t) / (2\pi N C_3) \\ 1 & -1/R_{12} C_1 & 1/R_{12} C_1 & -1/R_4 C_1 & 0 & -i_M k_1(t) R_2 / (2\pi N R_{12} C_1) \\ 0 & 1/R_{12} C_2 & -1/R_{12} C_2 & 0 & 0 & -i_M k_1(t) R_1 / (2\pi N R_{12} C_2) \\ 0 & 0 & 0 & -1/R_4 C_4 & 1/C_4 & 0 \\ 1/L & 0 & 0 & -1/L & -R_3/L & 0 \\ 0 & 2\pi S_{\text{гн}} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$R_{12} = R_1 + R_2, \quad k_1(t) = k_1[1(t - t_3) - 1(t - t_k)], \quad k_2(t) = 1(t - t_k);$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} i_M k_2(t) / (2\pi C_3) & 0 \\ -i_M k_1(t) R_2 / (2\pi R_{12} C_1) & 0 \\ -i_M k_1(t) R_1 / (2\pi R_{12} C_2) & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 2\pi S_{\text{гн}} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & S_{\text{гн}} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & S_{\text{гн}} \end{bmatrix}.$$

Матрицы и векторы для системы ФАПЧ четвертого порядка имеют вид

$$\mathbf{A}_4 = \begin{bmatrix} -1/R_3 C_3 & 0 & 0 & i_M k_2(t) / (2\pi N C_3) \\ -1/R_3 C_1 & -1/R_{12} C_1 & 1/R_{12} C_1 & -i_M k_1(t) R_2 / (2\pi N R_{12} C_1) \\ 0 & 1/R_{12} C_2 & -1/R_{12} C_2 & -i_M k_1(t) R_1 / (2\pi N R_{12} C_2) \\ 0 & 2\pi S_{\text{гн}} & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & S_{\text{гн}} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{X}_4 = U_{C3}(t); U_{C1}(t); U_{C2}(t); \Phi_y(t); \quad \mathbf{B}_4 = \begin{bmatrix} i_M k_2(t) / (2\pi C_3) & 0 \\ -i_M k_1(t) R_2 / (2\pi R_{12} C_1) & 0 \\ -i_M k_1(t) R_1 / (2\pi R_{12} C_2) & 0 \\ 0 & 2\pi S_{\text{гн}} \end{bmatrix}.$$

На рис. 2 приведена реакция моделей систем ФАПЧ четвертого и шестого порядков на единичные ступенчатые функции $\Phi_0(t) = 1(t)$ и $U(t) = 1(t)$. Параметры ФАПЧ синтезированы по выше приведенным формулам для значений $M_1 = M_2 = 1,3$; $k_1 = 32$; $i_M = 130$ мкА; $\omega_{b2} = 10^4$ рад/с; $S_{\text{гн}} = 15$ МГц/В; $N = 2210$.

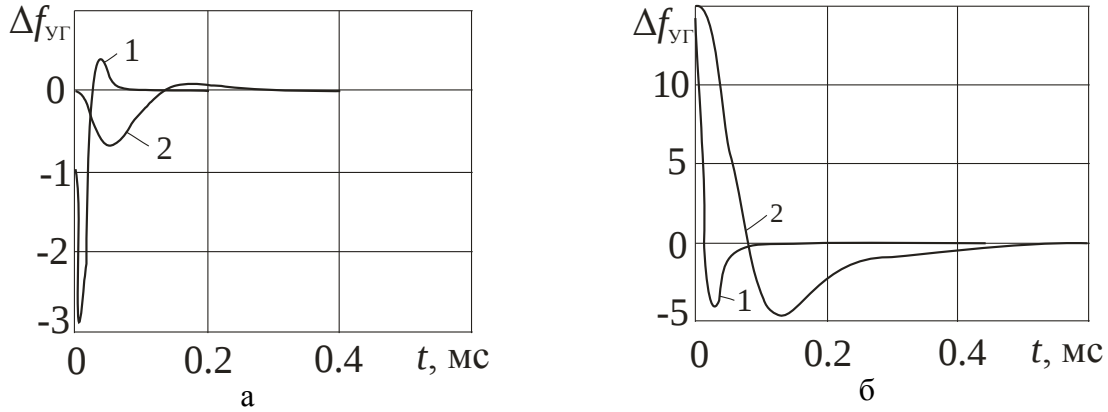


Рис. 2. Реакция линейной системы ФАПЧ четвертого (1) и шестого (2) порядков на единичные ступенчатые функции $\Phi_o(t) = 1(t)$ (а) и $U(t) = 1(t)$ (б)

Из анализа рис. 2 видно, что для предложенной методики синтеза системы ФАПЧ реакция на единичные ступенчатые функции $\Phi_o(t) = 1(t)$ и $U(t) = 1(t)$ слабо зависит от порядка описывающих ее дифференциальных уравнений.

Рассмотрим схему СЧ (рис. 3) с активным коммутируемым ФНЧ и одним током накачки ЧФД. Режим работы такого устройства имеет два интервала времени: на первом интервале $t < t_k$ ключи Кл1, Кл2 и Кл3 замкнуты (соответственно резистор R_{21} подключен к R_{22} , резистор R_{11} подключен к R_{12} и резистор R_{31} подключен к R_{32}), ток накачки ЧФД $i(t) = k_1 i_M 1(t)$, где $k_1 > 1$. На втором интервале $t > t_k$ ключи Кл1, Кл2 и Кл3 разомкнуты (соответственно резистор R_{21} отключен от R_{22} , резистор R_{11} отключен от R_{12} и резистор R_{31} отключен от R_{32}), ток накачки ЧФД $i(t) = k_2 i_M 1(t - t_k)$, где $k_2 > 1$. СЧ обладает повышенным быстродействием на первом интервале времени (до коммутации) и повышенной фильтрующей способностью к помехам с выхода ЧФД на втором интервале времени (после коммутации) [2].

Передаточные функции непрерывной разомкнутой ФАПЧ (рис. 3) с идеальным ОУ до коммутации $t < t_k$ можно представить в виде

$$G_1(s) = \frac{\Phi_N(s)}{\Phi_O(s)} = \frac{-i_M S_{\text{ГНЧ}} k_1 (T_{11}s + 1)}{s^2 N(C_1 + C_2)(T_{21}s + 1)(T_{31}s + 1)(T_{41}s + 1)}, \quad (6)$$

после коммутации $t > t_k$

$$G_2(s) = \frac{\Phi_N(s)}{\Phi_O(s)} = \frac{-S_{\text{ГНЧ}} i_M k_1 (T_{12}s + 1)}{s^2 N(C_1 + C_2)(T_{22}s + 1)(T_{32}s + 1)(T_{42}s + 1)}, \quad (7)$$

где $T_{11} = R_{12} \parallel R_{11}C_1$, $T_{21} = R_{12} \parallel R_{11}C_1C_2 / (C_1 + C_2)$, $T_{31} = R_{21} \parallel R_{22}C_3$, $T_{41} = R_{31} \parallel R_{32}C_4$, $T_{12} = R_{12}C_2$, $T_{22} = R_{12}C_1C_2 / (C_1 + C_2)$, $T_{32} = R_{22}C_3$, $T_{42} = R_{32}C_4$,

$$R_{12} \parallel R_{11} = \frac{R_{12}R_{11}}{R_{12} + R_{11}}, \quad R_{21} \parallel R_{22} = \frac{R_{21}R_{22}}{R_{21} + R_{22}}, \quad R_{31} \parallel R_{32} = \frac{R_{31}R_{32}}{R_{31} + R_{32}}.$$

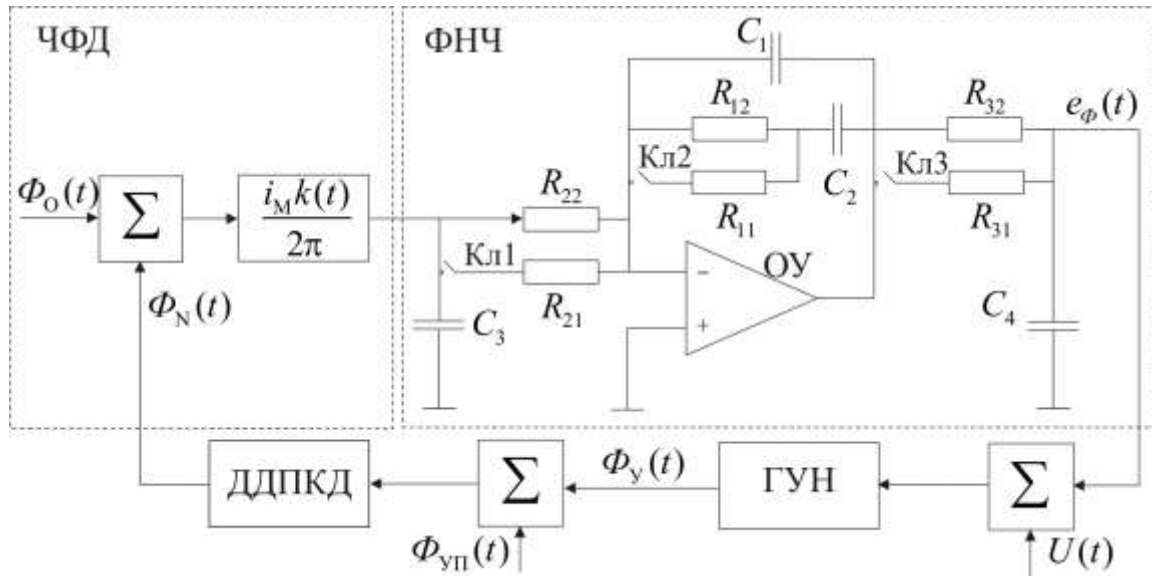


Рис. 3. СЧ с линейной системой с коммутируемыми элементами активной схемы ФНЧ

Для схемы СЧ (рис. 3) выражения для параметрического синтеза имеют следующий вид:

1. Параметрический синтез с применением показателя колебательности M :

$$T_{11} = \frac{1}{\omega_{Б1}} \sqrt{\frac{M_1}{M_1 - 1}}, \quad \sum_{i=2}^4 T_{i1} = \frac{1}{(M_1 + 1)\omega_{Б1}} \sqrt{\frac{M_1}{M_1 - 1}},$$

$$T_{12} = \frac{1}{\omega_{Б2}} \sqrt{\frac{M_2}{M_2 - 1}}, \quad \sum_{i=2}^4 T_{i2} = \frac{1}{(M_2 + 1)\omega_{Б2}} \sqrt{\frac{M_2}{M_2 - 1}}.$$

2. Параметрический синтез с применением показателя колебательности R_M :

$$T_{11} = \frac{1}{\omega_{Б1}} \sqrt{\frac{R_{1M} + 1}{R_{1M}}}, \quad \sum_{i=2}^4 T_{i1} = \frac{R_{1M} - 1}{\omega_{Б1} \sqrt{(R_{1M} + 1)R_{1M}}},$$

$$T_{12} = \frac{1}{\omega_{Б2}} \sqrt{\frac{R_{2M} + 1}{R_{2M}}}, \quad \sum_{i=2}^4 T_{i2} = \frac{R_{2M} - 1}{\omega_{Б2} \sqrt{(R_{2M} + 1)R_{2M}}}.$$

3. Параметрический синтез с применением расчета на запас устойчивости: по фазе $\varphi_{зап1}$ на частоте среза системы ФАПЧ $\omega_{СП1} = \omega_{Б1}^2 T_{11}$

$$T_{11} / \sum_{i=2}^4 T_{i1} = 1 + 2 \operatorname{tg}^2(\varphi_{зап1}) + \sqrt{[1 + 2 \operatorname{tg}^2(\varphi_{зап1})]^2 - 1}, \quad T_{11} = \frac{1}{\omega_{Б1}} \cdot \left[\frac{T_{11}}{\sum_{i=2}^4 T_{i1}} \right]^{0,25},$$

где $\omega_{Б1} = \sqrt{\frac{i_M k_1 S_{ГУН}}{(C_1 + C_2)N}}$;

по фазе $\varphi_{3ан2}$ на частоте среза системы ФАПЧ $\omega_{CP2} = \omega_{Б2}^2 T_{12}$

$$T_{12} / \sum_{i=2}^4 T_{i2} = 1 + 2 \operatorname{tg}^2(\varphi_{3ан2}) + \sqrt{[1 + 2 \operatorname{tg}^2(\varphi_{3ан2})]^2 - 1}, \quad T_{12} = \frac{1}{\omega_{Б2}} \cdot \left[\frac{T_{12}}{\sum_{i=2}^4 T_{i2}} \right]^{0,25},$$

где $\omega_{Б2} = \sqrt{\frac{i_M S_{ГУН}}{(C_1 + C_2)N}}$, $\frac{\omega_{Б1}}{\omega_{Б2}} = \sqrt{k_1}$.

Приведем соотношения для элементов ФНЧ четвертого порядка при условии $T_{22} \approx T_{32} \approx T_{42} = \sum_{i=2}^4 T_{i2} / 3$:

$$C_1 + C_2 = \frac{i_M S_{ГУН}}{\omega_{Б2}^2 N}, \quad C_1 = (C_1 + C_2) \frac{T_{12}}{T_{22}}, \quad R_{12} = \frac{T_{12}}{C_2}.$$

Если примем $R_{22} = R_{32} = R_{12}$, тогда

$$C_3 = T_{32} / R_{32}, \quad C_4 = T_{42} / R_{42}, \quad R_{i1} = R_{i2} / (T_{i2} / T_{i1} - 1), \quad i = 1 \div 3.$$

Для системы ФАПЧ четвертого порядка (при условии $T_{22} \approx T_{32} = 0,5 \sum_{i=2}^3 T_{i2}$ и $R_{32} = 0, C_4 = 0$) выражения для параметрического синтеза остаются такими же с заменой $0,5 \sum_{i=2}^4 T_{i2}$ на $0,5 \sum_{i=2}^3 T_{i2}$, $R_{i1} = \frac{R_{i2}}{T_{i2} / T_{i1} - 1}$, $i = 1 \div 2$.

Для системы ФАПЧ третьего порядка ($R_{32} = 0, C_4 = 0$ и $R_{22} = 0, C_3 = 0$) выражения для параметрического синтеза остаются аналогичными с заменой $0,5 \sum_{i=2}^4 T_{i2}$ на T_{22} ,

$$R_{11} = \frac{R_{12}}{T_{12} / T_{11} - 1}.$$

Пространства состояний для линейной системы ФАПЧ пятого порядка с таким ФНЧ имеют вид

$$\mathbf{X}_5 = [U_{C1}(t); U_{C2}(t); U_{C3}(t); U_{C4}(t); \Phi_y(t)]. \quad (8)$$

Матрицы $\mathbf{B}$ имеют два значения для интервалов времени $t < t_k$ и $t > t_k$:

$$\mathbf{B}_5 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ i_M k(t) / (2\pi C_3) & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 2\pi S_{ГУН} \end{bmatrix}, \quad k(t) = k_1 \text{ для } t < t_k \text{ и } k(t) = 1 \text{ для } t > t_k,$$

$$\mathbf{C}_5 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & S_{\text{ГВН}} & 0 \end{bmatrix},$$

матрицы $\mathbf{A}$ имеют два значения для интервалов времени $t < t_k$ и $t > t_k$:

$$\mathbf{A}_5 = \begin{bmatrix} -1/R_1(t)C_1 & 1/R_1(t)C_1 & -1/R_2(t)C_1 & 0 & 0 \\ 1/T_1(t) & -1/T_1(t) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/T_3(t) & 0 & i_M k(t)/(2\pi N C_3) \\ 1/T_4(t) & 0 & 0 & -1/T_4(t) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2\pi S_{\text{ГВН}} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & S_{\text{ГВН}} \end{bmatrix},$$

где $R_1(t) = R_{12}$, $T_1(t) = T_{11}$, $T_3(t) = T_{32}$, $T_4(t) = T_{42}$ для $t > t_k$ и $R_1(t) = R_{12} \parallel R_{11}$, $T_1(t) = T_{12}$, $T_3(t) = T_{31}$, $T_4(t) = T_{41}$ для $t < t_k$.

Для системы ФАПЧ четвертого порядка ($R_{22} = 0$, $C_3 = 0$)

$$\mathbf{X}_4 = U_{C1}(t); U_{C2}(t); U_{C4}(t); \Phi_y(t), \quad (9)$$

$$\mathbf{B}_4 = \begin{bmatrix} -i_M k(t)/(2\pi C_1) & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 2\pi S_{\text{ГВН}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & S_{\text{ГВН}} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_4 = \begin{bmatrix} -1/R_1(t)C_1 & 1/R_1(t)C_1 & 0 & -i_M k(t)/(2\pi N C_1) \\ 1/T_1(t) & -1/T_1(t) & 0 & 0 \\ 1/T_4(t) & 0 & -1/T_4(t) & 0 \\ 0 & 0 & 2\pi S_{\text{ГВН}} & 0 \end{bmatrix}.$$

Для системы ФАПЧ третьего порядка ($R_{32} = 0$, $C_4 = 0$, $R_{22} = 0$, $C_3 = 0$)

$$\mathbf{X}_3 = U_{C1}(t); U_{C2}(t); \Phi_y(t), \quad (10)$$

$$\mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} -i_M k(t)/(2\pi C_1) & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 2\pi S_{\text{ГВН}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ S_{\text{ГВН}} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} -1/R_1(t)C_1 & 1/R_1(t)C_1 & -i_M k(t)/(2\pi N C_1) \\ 1/T_1(t) & -1/T_1(t) & 0 \\ 2\pi S_{\text{ГВН}} & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

На рис. 4 приведена реакция моделей систем ФАПЧ третьего, четвертого и пятого порядков на единичные ступенчатые функции $\Phi_o(t) = 1(t)$ и $U(t) = 1(t)$ как функция MATLAB `step(sys_fap2)` для $t > t_k$ (третьего порядка — штриховые линии 1, четверто-

го порядка — штрихпунктирные линии 2, пятого порядка — непрерывные линии 3) и $t < t_k$ — непрерывные линии для более быстрых процессов.

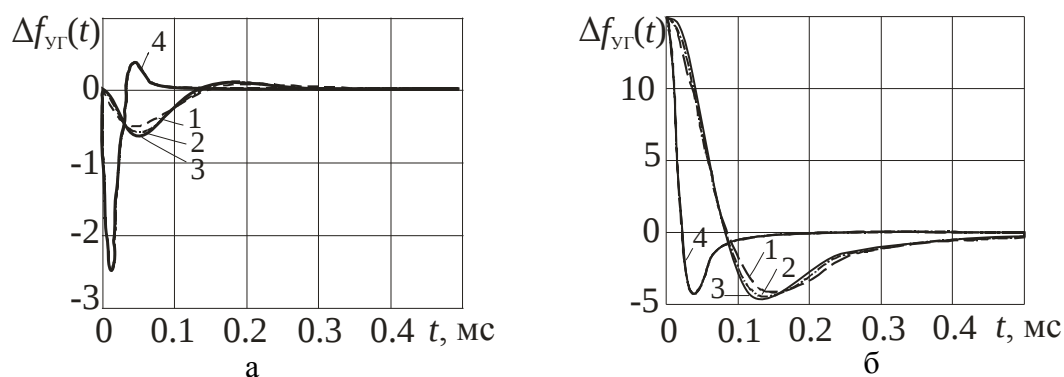


Рис. 4. Реакция линейной системы ФАПЧ третьего, четвертого и пятого порядков на единичные ступенчатые функции $\Phi_0(t) = 1(t)$ (а) и $U(t) = 1(t)$ (б)

Модель ФАПЧ `sys_fap2` подкласса `ss` образована функцией из MATLAB `sys_fap2 = ss(A, B, C, D)`. Параметры ФАПЧ синтезированы по выше приведенным формулам для значений $M_1 = M_2 = 1,3$; $\omega_{b1}/\omega_{b2} = 4$; $i_M = 130$ мкА; $\omega_{b2} = 10^4$ рад/с; $S_{ГУН} = 15$ МГц/В; $N = 2210$.

Рис. 4 позволяет оценить быстродействие системы ФАПЧ в режимах работы до $t < t_k$ и после $t > t_k$ коммутации. Анализ рис. 4 показывает, что для предложенной методики синтеза системы ФАПЧ реакция на единичные ступенчатые функции $\Phi_0(t) = 1(t)$ и $U(t) = 1(t)$ слабо зависит от порядка описывающих ее дифференциальных уравнений.

В заключение отметим, что в статье получены четверки матриц $\{A, B, C, D\}$ для описания системы СЧ для различных видов ФНЧ (активных и пассивных) и приведены формулы для параметрического синтеза этих систем в частотной области с использованием достаточно популярного частотного критерия качества, гарантирующего устойчивость системы с определенным запасом (задание запаса устойчивости по фазе $\varphi_{зап}$ ФЧХ на частоте среза АЧХ $\omega_{ср}$ разомкнутой системы) [3, 6]. Результаты теоретических выкладок проверены в системе MATLAB. Некоторые результаты расчетов для частных случаев проектирования системы СЧ в виде реакции линейной системы ФАПЧ третьего, четвертого, пятого и шестого порядков на единичные ступенчатые функции фазы опорного сигнала и частоты управляемого генератора приведены на рис. 2 и 4, с помощью которых можно оценить быстродействие СЧ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. — М.: Радио и связь, 2004. — 210 с.
2. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот. — М.: Радио и связь, 2010. — 328 с.
3. Романов С.К., Леньшин А.В., Тихомиров Н.М. Переходные процессы в синтезаторах с фазовой автоподстройкой частоты при адаптивной компенсации помех дробности // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». — 2013. — № 1 (90). — С. 24—39.

4. Кетков Ю.Л., Кетков А.Ю., Шульц М.М. MatLab 7: программирование, численные методы. — СПб.: БХВ-Петербург, 2005. — 752 с.
5. Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты. — М.: Радио и связь, 1989. — 232 с.
6. Hsu C.M., Straayer M., Perrot M.H. A low-noise wide BW 3,6-GHz digital fractional- N frequency synthesizer with a noise-shaping time-to-digital converter and quantization noise cancellation // IEEE Journal of Solid-State Circuits. — 2008. — Vol. 43. — No. 12. — P. 2776-2786.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Тихомиров Михаил Николаевич. Кандидат технических наук, доцент кафедры.
Воронежский государственный технический университет.
E-mail: mtikhomirob@husky.ca
Россия, 394026, г. Воронеж, Московский проспект, 14. Тел. (903) 653-90-44.

Лебедев Виктор Владимирович. Адъюнкт кафедры.
Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж).
E-mail: vic078@rambler.ru
Россия, 394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, 153. Тел. (920) 459-61-81.

Тихомиров Владимир Николаевич. Аспирант.
ОАО «Концерн «Созвездие».
E-mail: tikhomir@sozvezdie.su
Россия, 394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14. Тел. (905) 658-20-58.

Tikhomirov Mikhail Nikolaevich. Candidate of technical sciences, assistant professor.
Voronezh State Technical University.
Work address: Russia, 394026, Voronezh, Moscow prospect, 14. Tel. (903) 653-90-44.

Lebedev Victor Vladimirovich. The post-graduate.
Military Educational Scientific Center of the Air Force "The Air Force Academy named after Prof. N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin" (Voronezh).
Work address: Russia, 394052, Voronezh, Krasnoznamennaya Str., 153. Tel. 920-459-6181.

Tikhomirov Vladimir Nikolaevich. The post-graduate.
Open joint-stock society «Sozvezdie».
Work address: Russia, 394018, Voronezh, Plekhanovskaya Str, 14. Tel. (905) 658-20-58.

Ключевые слова: синтезатор частот; система фазовой автоподстройки частоты; переходной процесс; частотно-фазовый детектор; ток накачки.

Key words: frequency synthesizer; phase-locked loop system; transient process; frequency-phase detector; pump current.

УДК 621.396.662



В.Т. Аралов,
кандидат технических наук,
доцент, концерн «Созвездие»



А.С. Строев,
концертн «Созвездие»



Н.М. Тихомиров,
доктор технических наук,
концертн «Созвездие»

КВАЗИКЛЮЧЕВОЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ КВ ДИАПАЗОНА

HF RANGE QUASI-SWITCH POWER AMPLIFIER

Показано, что наиболее перспективным для создания высокоэффективных широкополосных усилителей мощности КВ диапазона является квазиключевой режим работы. Рассмотрены условия реализации этого режима с максимальным коэффициентом полезного действия.

It is shown, that more perspective operation mode of high-efficient broadband power amplifier HF range is quasi-switch mode. The conditions of realization this mode with high-efficiency are described.

Известно, что коротковолновый радиоканал является эффективным средством обеспечения дальней связи. Короткие волны используются для организации связи на расстоянии до 4000—6000 км и более (на многоскачковых трассах), стоимость же коротковолновых радиоканалов на порядок ниже, а «живучесть» в условиях военных действий выше в сравнении со спутниковыми каналами связи. КВ радиоканал можно рекомендовать как реальную альтернативу спутниковым сетям связи в местах, не имеющих инфраструктуры, труднодоступных районах, в частности для персонала МЧС, выезжающего в отдаленные районы страны, для подвижных групп МВД и т. п.

Отметим, что одним из важнейших параметров радиопередатчика, определяющим его массогабаритные характеристики и стоимость, является КПД усилителя мощности. Усилители мощности радиопередатчиков КВ диапазона выполняются в настоящее время на полевых транзисторах с использованием линейного режима работы и имеют КПД выходного каскада 40—50% в режиме несущей. По современным меркам это значение представляется достаточно низким, особенно с учетом появляющихся рекламных сообщений о выпуске радиопередатчиков, усилители мощности которых работают в ключевых режимах и имеют высокий КПД.

Так, например, фирма ENERGY-ONIX предлагает 1 кВт радиовещательный передатчик КВ диапазона «Pulsar HF 1000», имеющий общую эффективность 80%.

При этом, несмотря на то что теоретические исследования широкополосных ключевых усилителей мощности ведутся достаточно активно, отсутствие инженерных методик проектирования таких устройств, в том числе в КВ диапазоне, сдерживает их практическую реализацию.

В то же время получить высокий КПД усилителя мощности оказывается возможным и в режиме, который не является ключевым.

Рассмотрим выходной каскад усилителя мощности на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком.

Обратим внимание на то, что для повышения КПД необходимо, чтобы в течение времени прохождения тока стока напряжение на стоке оставалось близким к остаточному. То есть форма мгновенного напряжения на стоке должна быть не синусоидальной, а уплощенной [1]. Такая форма напряжения на стоке транзистора может быть получена в перенапряженном режиме работы усилителя при его построении по двухтактной схеме с гибридным замыкающим трансформатором, обеспечивающим режим короткого замыкания для четных составляющих импульсов тока стоков, и резистивной нагрузке [2].

При переходе в перенапряженный режим работы косинусоидальный импульс тока стока превращается в плоский, который характеризуется двумя углами отсечки — нижней θ_H и верхней θ_B , как это показано на рис. 1.

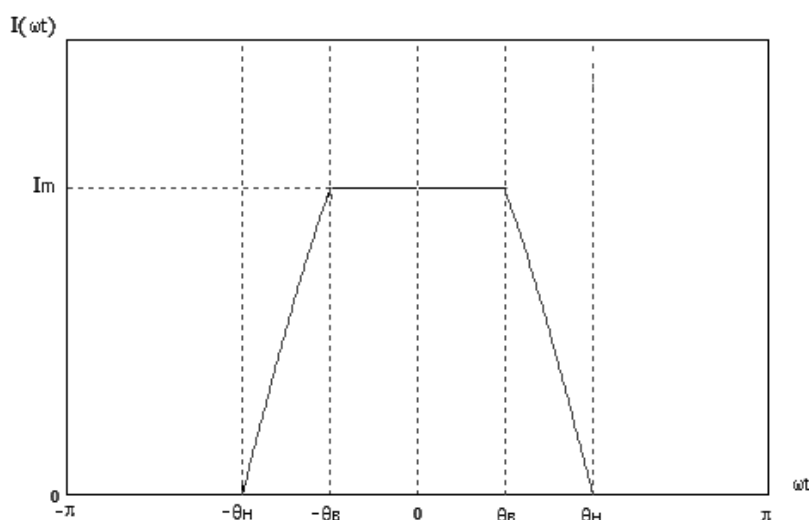


Рис. 1. Импульс тока стока

При этом для случая $\theta_H = 90^\circ$ (режим класса В) зависимость КПД цепи стока по первой гармонике η от угла верхней отсечки θ_B определяется выражением

$$\eta(\theta_B) = \frac{P_1(\theta_B)}{P_0(\theta_B)} = \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{(\sin(2\theta_B) - 2\theta_B + \pi)^2}{\cos(\theta_B)(1 + \theta_B \cos(\theta_B) - \sin(\theta_B))}, \quad (1)$$

где P_1 — мощность первой гармоники усиливаемого сигнала в нагрузке; P_0 — мощность, потребляемая по цепи стока.

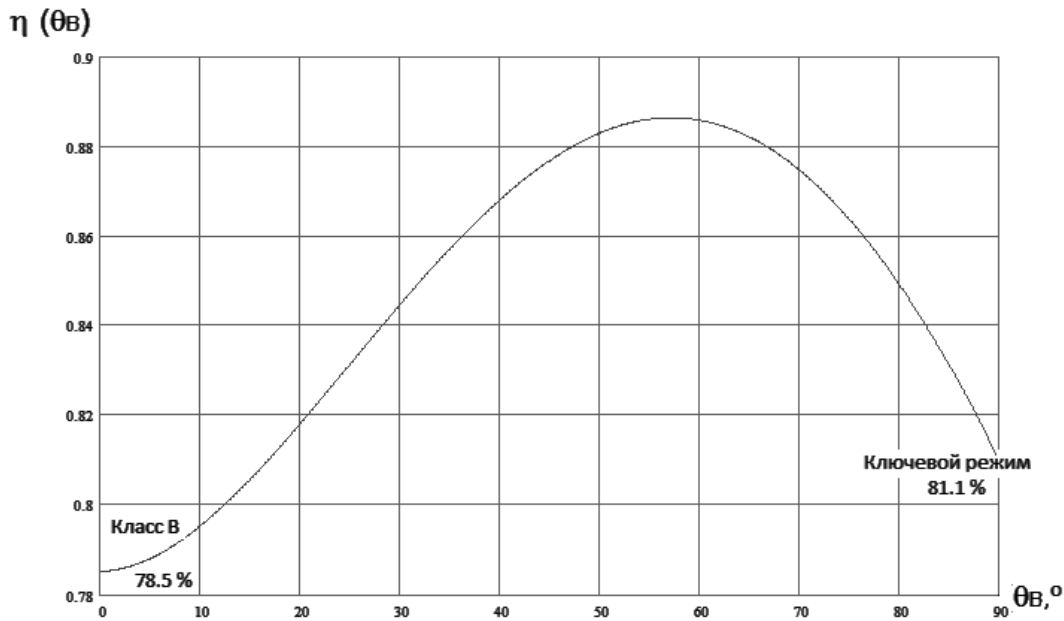


Рис. 2. Зависимость КПД по первой гармонике от верхнего угла отсечки

Как видно из графика на рис. 2, при $\theta_H = 90^\circ$ и изменении угла верхней отсечки от значения $\theta_B = 0^\circ$ (критический режим класса В) до значения $\theta_B = 90^\circ$ (ключевой режим класса D с широкополосной резистивной нагрузкой) в зависимости $\eta(\theta_B)$ имеется максимум при $\theta_B = 57,6^\circ$, где КПД достигает величины 88,6% [3].

Следует отметить, что КПД цепи стока по первой гармонике η характеризует лишь выходную цепь усилителя и определяет эффективность преобразования мощности источника цепи питания в мощность сигнала первой гармоники усиливаемого сигнала в нагрузке. Для более полной и объективной оценки эффективности усилителя следует учесть все затраты, связанные с получением полезного выходного сигнала, и ввести понятие общего КПД по первой гармонике η_{O1} , (по аналогии с [4]) который для усилителя мощности на полевых транзисторах при пренебрежении мощностью, потребляемой схемой смещения, определится следующим образом:

$$\eta_{O1} = \frac{P_1}{P_0 + P_{BX}} = \eta \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{\eta}{G}} \right), \quad (2)$$

где P_{BX} — мощность входного сигнала; η — КПД цепи стока по первой гармонике;

$G = \frac{P_1}{P_{BX}}$ — коэффициент усиления по мощности.

Коэффициент усиления в перенапряженном режиме $G_{ПНР}$ может быть выражен через угол верхней отсечки θ_B и величину коэффициента усиления по мощности в критическом режиме класса В $G_{Bкр}$

$$G_{ПНР}(\theta_B) = G_{Bкр} \cdot \cos(\theta_B)^2 \cdot \frac{P_1(\theta_B)}{P_{1KP}}, \quad (3)$$

где P_{1KP} — мощность первой гармоники в критическом режиме класса В в нагрузке.

Приведенное выражение позволяет рассчитать зависимость общего КПД η_o от угла верхней отсечки θ_B для заданных значений $G_{Bкр}$. Результаты такого расчета для $G_{Bкр} = 10, 15$ и 20 дБ приведены на рис. 3.

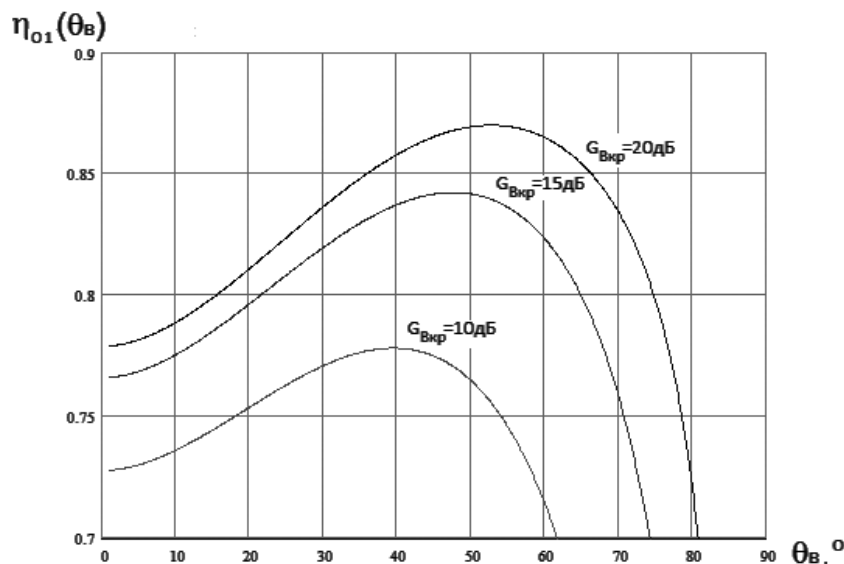


Рис. 3. Зависимости общего КПД по первой гармонике при различных коэффициентах усиления

Как видно из графиков на рис. 3, зависимость общего КПД η_o от угла верхней отсечки θ_B имеет максимум, положение которого определяется величиной коэффициента усиления $G_{Bкр}$. Избыточное перевозбуждение усилителя мощности, при котором угол верхней отсечки превышает значение, где КПД максимален, ухудшает эффективность усилителя, причем тем заметнее, чем меньше его коэффициент усиления.

Значения углов верхней отсечки θ_B и соответствующие им максимальные величины общего КПД $\eta_{ОМАКС}$ для $G_{Bкр} = 10, 15$ и 20 дБ приведены в табл.1.

Таблица 1

Значения углов верхней отсечки и максимального КПД

$G_{Bкр}, \text{дБ}$	$\theta_B, ^\circ$	$\eta_{ОМАКС}, \%$
10	39,5	77,9
15	48,0	84,3
20	52,5	87,0

Для достижения угла верхней отсечки θ_B с максимальным КПД при $G_{Bкр} = 10, 15$ и 20 дБ необходимо, с учетом компрессии коэффициента усиления, повысить мощность сигнала возбуждения усилителя соответственно на 2,2, 3,4 и 4,3 дБ по отношению к величине, требуемой для реализации критического режима.

При этом следует отметить, что с увеличением степени напряженности режима и, соответственно, угла верхней отсечки, возрастает и мощность первой гармоники усиливаемого сигнала в нагрузке усилителя. Поэтому для сохранения ее величины,

равной значению в критическом режиме, следует при увеличении мощности возбуждения одновременно снижать напряжение питания по следующему закону:

$$E_{\Pi}(\theta_B) = E_{\Pi_{\text{Вкр}}} \cdot \frac{\pi \cos(\theta_B)}{\sin(2\theta_B) - 2\theta_B + \pi}, \quad (4)$$

где $E_{\Pi_{\text{Вкр}}}$ — напряжение питания в критическом режиме класса В.

Однако при изменении напряжения питания изменяется и угол верхней отсечки, при котором наблюдается максимум КПД. Зависимость общего КПД по первой гармонике при различных коэффициентах усиления и постоянной выходной мощности приведена на рис. 4.

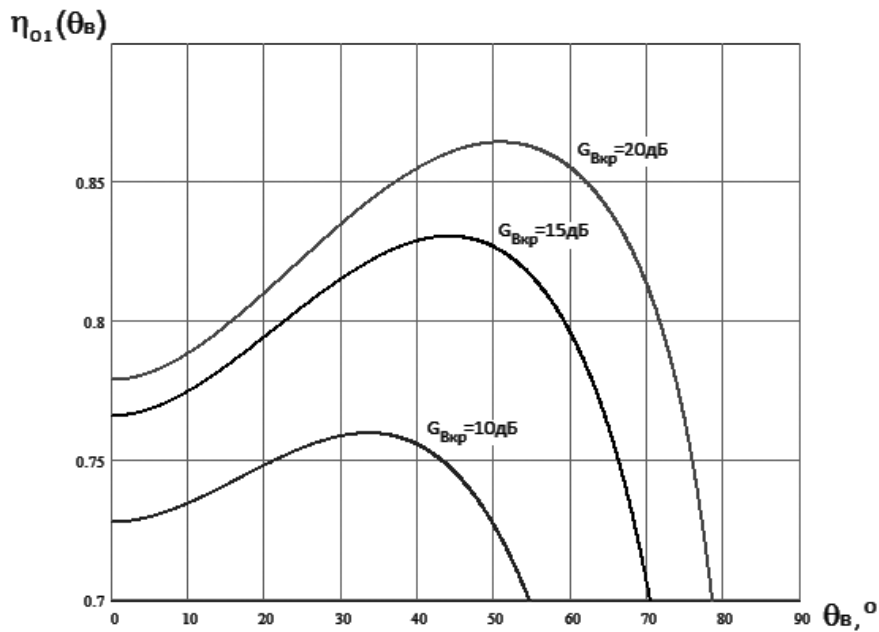


Рис. 4. Зависимость общего КПД по первой гармонике при различных коэффициентах усиления при постоянной выходной мощности

Для этого случая значения углов верхней отсечки θ_B и соответствующие им максимальные величины общего КПД $\eta_{\text{ОМАКС}}$ для $G_{\text{Вкр}} = 10, 15$ и 20 дБ приведены в табл. 2.

Таблица 2

Значения углов верхней отсечки и максимального КПД

$G_{\text{Вкр}}, \text{дБ}$	$\theta_{\text{В}}, ^\circ$	$\eta_{\text{ОМАКС}}, \%$
10	33,5	76,0
15	44,0	83,1
20	50,5	86,5

Для достижения угла верхней отсечки θ_B с максимальным КПД при $G_{\text{Вкр}} = 10, 15, 20$ дБ и постоянной выходной мощности первой гармонике необходимо, с учетом компрессии коэффициента усиления, увеличить мощность сигнала возбуждения усилителя соответственно на 1,6, 2,9 и 3,9 дБ по отношению к величине, требуемой для реализации критического режима, а напряжение питания снизить на 9,4, 13,3 и 15,3%.

Следуя терминологии [5], режим работы, в котором транзистор поочередно находится в состояниях отсечки, активном и насыщения, следует называть квазиключевым. Между квазиключевым и недонапряженным режимами имеется критический режим, при котором состояние насыщения имеет место на бесконечно малом интервале. При этом предельный вид квазиключевого режима, когда верхний θ_B и нижний θ_H углы отсечки тока стока почти равны, называется ключевым. Преимуществом квазиключевого режима является возможность перехода в критический режим с высокой линейностью, без схемотехнических изменений, путем уменьшения входной мощности и увеличения напряжения питания.

С учетом изложенного выше видно, что КПД достаточно высок и соизмерим с ключевым режимом, особенно при большом коэффициенте усиления. Квазиключевой режим с углом верхней отсечки θ_B , обеспечивающим максимальный КПД по первой гармонике, можно считать предпочтительным для проектирования усилителя мощности КВ диапазона.

В заключение следует отметить, что для предлагаемого усилителя мощности целесообразно применять полевые транзисторы, выполненные по LDMOS технологии, которые отличаются большим коэффициентом усиления и КПД, стойкостью к рассогласованию нагрузки, малой величиной междуэлектродных емкостей и индуктивности вывода истока, низким тепловым сопротивлением и высоким прогнозируемым временем безотказной работы [6].

Выводы

1. Квазиключевой режим является наиболее перспективным для создания высокоэффективных широкополосных усилителей мощности КВ диапазона.
2. Для реализации указанного режима необходимо использовать двухтактную схему, выполненную на полевых LDMOS транзисторах, обеспечить в ней замыкание четных гармоник с помощью гибридного трансформатора, реализовать с помощью фильтра-диплексера одинаковую по величине резистивную нагрузку в выходных цепях транзисторов по нечетным гармоникам, включая и основную частоту, создать перенапряженный режим работы путем подачи на вход усилителя повышенного уровня возбуждения, обеспечивающего его максимальную эффективность.

ЛИТЕРАТУРА

1. Евтянов С.И. Радиопередающие устройства. — М.: Связьиздат, 1950. — 643 с.
2. Несвижский Ю.Б. Высокочастотные ферриты в радиопередающей технике. — М.: Связь, 1976. — 224 с.
3. Franco Sechi, Marina Bujatti. Solid-State Microwave High-Power Amplifiers. — Norwood, MA: Artech House Inc., 2009. — 314 p.
4. Радиопередающие устройства: учебник для вузов / Л.А. Белов [и др.]; под ред. М.В. Благовещенского, Г.М. Уткина. — М.: Радио и связь, 1982. — 408 с.
5. Радиопередающие устройства: учебник для вузов / В.В. Шахгильдян [и др.]; под ред. В.В. Шахгильдяна. — 3-е изд., перераб и доп. — М.: Радио и связь, 2003. — 560 с.
6. Акименко А. Новый транзистор преодолевает барьер мощности 1 кВт // Новости электроники. — 2008. — №5. — С. 20—21.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Аралов Владимир Тимофеевич. Руководитель проекта. Кандидат технических наук, доцент.
ОАО «Концерн «Созвездие».
E-mail: appolon@sozvezdie.su
Россия, 394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14.

Строев Александр Сергеевич. Начальник сектора.
ОАО «Концерн «Созвездие».
E-mail: stas1976-76@mail.ru
Россия, 394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14.

Тихомиров Николай Михайлович. Начальник научно-технического управления. Доктор технических наук.
ОАО «Концерн «Созвездие».
E-mail: tikhomir@sozvezdie.su
Россия, 394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14.

Aralov Vladimir Timofeevich. The supervisor of project. Candidate of technical sciences, assistant professor.
JSC «Concern «Sozvezdie».
Work address: Russia, 394018, Voronezh, Plekhanovskaya Str., 14.

Stroev Alexander Sergeevich. The chief of division.
JSC «Concern «Sozvezdie».
Work address: Russia, 394018, Voronezh, Plekhanovskaya Str., 14.

Tikhomirov Nikolay Mikhaylovich. The chief of scientific and technical office. Doctor of technical sciences.
JSC «Concern «Sozvezdie».
Work address: Russia, 394018, Voronezh, Plekhanovskaya Str., 14.

Ключевые слова: усилитель мощности; коэффициент полезного действия; угол отсечки; квазизключевой режим работы.

Key words: power amplifier; drain efficiency; conduction angle; quasi-switch mode of operation.

УДК 621.375.026



В.В. Волхонский,
кандидат технических наук, доцент, Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики



П.А. Воробьев,
Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики



Р.Р. Трапш,
Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики

АНАЛИЗ УЯЗВИМОСТЕЙ ОБЪЕКТОВ, КОНТРОЛИРУЕМЫХ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫМИ ДАТЧИКАМИ СИСТЕМ ФИЗИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ

VULNERABILITIES ANALYSIS OF OBJECTS CONTROLLED BY ELECTROOPTICAL SENSORS OF PHYSICAL PROTECTION SYSTEMS

Анализируются возможные уязвимости пассивных инфракрасных датчиков в различных ситуациях на охраняемых объектах. Формулируются требования к параметрам зон обнаружения датчика. Предлагается методика оценки вероятности обнаружения в случае проникновения подготовленного нарушителя. Приводятся результаты экспериментальных исследований.

Possible vulnerabilities of passive infrared sensors for different practical situations on guarded object are analyzed. Requirements to parameters of detection pattern are formulated. The method of detection probability of qualified intruder is offered. Experimental results are given.

На всех этапах разработки систем физической защиты (СФЗ) одной из главных задач является повышение эффективности обнаружения несанкционированного проникновения (НСП). Для решения этой задачи необходимо учитывать не только особенности выбора типа и мест установки средств обнаружения (СО), но и возможные методы воздействия на СФЗ квалифицированного нарушителя, обладающего априорными знаниями о принципах функционирования используемых СО. В последнем случае средство обнаружения, обладающее высокой степенью обнаруживающей способности в стандартных

условиях, будет не способным обнаружить квалифицированного нарушителя. Поэтому важную роль играет возможность объективной оценки эффективности функционирования СО и их уязвимости при тех или иных видах действий нарушителя.

В работе [1] анализируются вопросы оценки вероятности обнаружения несанкционированного проникновения оптико-электронным пассивным инфракрасным (ПИК) датчиком при различных направлениях движения нарушителя, но без привязки к структуре СО на объекте. В работе [2] рассматриваются вопросы построения структуры средств обнаружения на охраняемом объекте, однако не выполнен детальный анализ возможностей пропуска нарушителя при использовании им специфических приемов, позволяющих остаться необнаруженным или, по крайней мере, снизить вероятность обнаружения.

Поэтому задача анализа уязвимости объектов, контролируемых ПИК-датчиками, в условиях квалифицированного проникновения представляется актуальной.

Графическое представление зон обнаружения

Значение вероятности $P_{обн}$ обнаружения несанкционированного проникновения как наиболее важного параметра оценки эффективности функционирования ПИК-датчиков будет определяться рядом основных параметров, таких как

- расстояние $L_ц$ от датчика до цели;
- направление на цель, определяемое углом α , — за нулевое принимаем направление от датчика на цель с отчетом по часовой стрелке от оси диаграммы направленности (ДН);
- координаты $(L_ц, \alpha_0)$ точки входа нарушителя в диаграмму направленности;
- направление движения нарушителя относительно датчика φ (за ноль принимаем направление от цели на датчик с отчетом по часовой стрелке);
- скорость v движения цели.

Также надо учитывать значения и распределение температур по поверхности тела нарушителя, что обсуждалось, к примеру, в [3]. Однако этот вопрос оставим за рамками настоящей работы.

Основное требование к вероятности обнаружения $P_{обн}$ заключается в достижении минимально допустимого значения вероятности $P_{обн}^{min}$, а в идеальном случае — значения $P_{обн}^{min} = 1$. Кроме этого, необходимо минимизировать влияние изменения параметров $L_ц, \varphi, \alpha, v$ на вероятность обнаружения. Таким образом, требование к $P_{обн}$ можно записать как

$$P_{обн} \geq P_{обн}^{min}, \quad \forall L_ц, \varphi, \alpha, v. \quad (1)$$

Для разных по физическому принципу действия средств обнаружения форма и параметры зоны обнаружения, а также ее пространственное соотношение с диаграммой направленности могут зависеть от ряда параметров. Для рассматриваемых ПИК-датчиков при входе нарушителя в ДН (рис. 1), сбоку (поперек) ДН, по направлению на датчик или внутри ДН с последующим произвольным направлением движения необходимо учитывать зону необнаружения (заштрихована), в которой уровень воздействия на СО и(или) его продолжительность недостаточны для принятия решения об обнаружении. Овальная форма этой зоны объясняется уменьшением вероятности обнаружения при движении нарушителя в радиальном направлении по сравнению с поперечным [1].

В частности, в соответствии с [4] расстояние $D_{обн}$ обнаружения в поперечном направлении ($\varphi = 90^\circ$) не должно превышать 3 м.

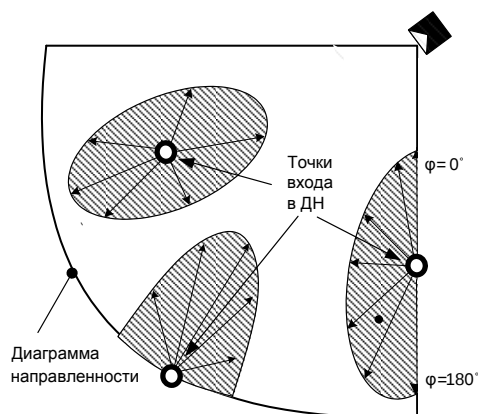


Рис. 1. Схема с точками входа извне и внутри ДН ПИК-датчика

Размеры рассматриваемых зон зависят от направления и скорости движения нарушителя. Реальный характер влияния этих параметров можно оценить, используя графики расстояния обнаружения на рис. 2, полученные на основе экспериментальных исследований реальных ПИК-датчиков, опубликованных в работе [1], а также дополнительных исследований, выполненных авторами. На этом рисунке пунктирной линией показаны графики границ зон уверенного обнаружения ($P_{обн} = 1$) и сплошной линией необнаружения ($P_{обн} = 0$) в зависимости от направления движения и скорости цели.

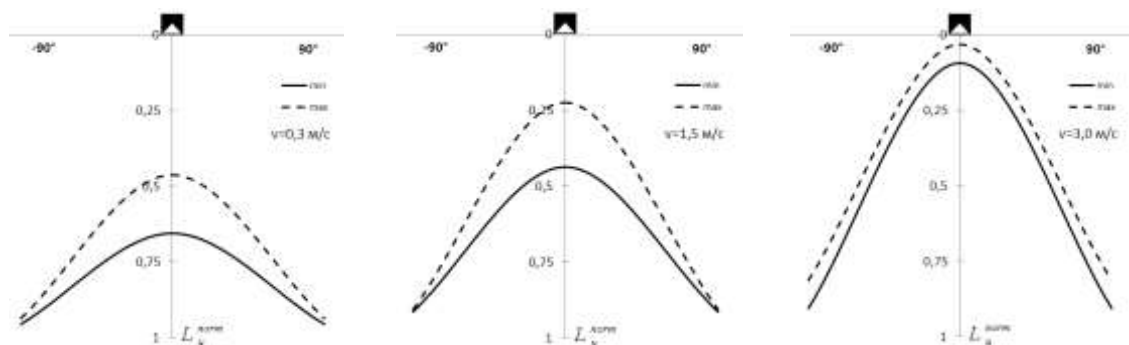


Рис. 2. Влияние направления и скорости движения на размеры зоны обнаружения

На графиках расстояние до цели $L_u^{norm} = \frac{L_u}{L_u^{max}}$ нормировано к значению L_u^{max} максимальной дальности действия датчика в соответствии с его паспортными данными.

Анализ уязвимости ПИК-датчиков

Под уязвимостью ПИК-датчика будем понимать возможность невыполнения им своей основной функции, т.е. пропуск (необнаружение) цели.

Понятия и представления, предложенные выше, можно использовать для анализа уязвимости ПИК-датчиков. К пропуску цели могут приводить следующие основные ситуации.

1. Несоответствие размеров ДН и контролируемой зоны.
 2. Неправильно выбранные режимы работы, в частности значение чувствительности.
 3. Использование нарушителем средств по «обходу» датчика, например теплоизолирующей одежды.
 4. Специфические приемы или способы движения, учитывающие физический принцип действия и алгоритмы работы датчиков (например, прерывистое движение).
- Рассмотрим некоторые из этих ситуаций.

Соответствие размеров ДН и контролируемой зоны

При несоответствии размеров ДН размерам помещения или наличии других физических ограничителей для распространения инфракрасного излучения, например предметов, установленных в контролируемой зоне (шкафы, стеллажи и т.п.), происходит соответствующее ограничение и размеров диаграммы направленности. А это приводит к уменьшению вероятности обнаружения вплоть до полной потери возможности обнаружения в некоторых частях ДН, прежде всего, при движении нарушителя в тех направлениях, где размеры зоны необнаружения выходят за пределы размеров помещения. На рис. 3 иллюстрируется влияние соотношения формы и размеров диаграммы направленности и размеров помещения для разных точек входа.

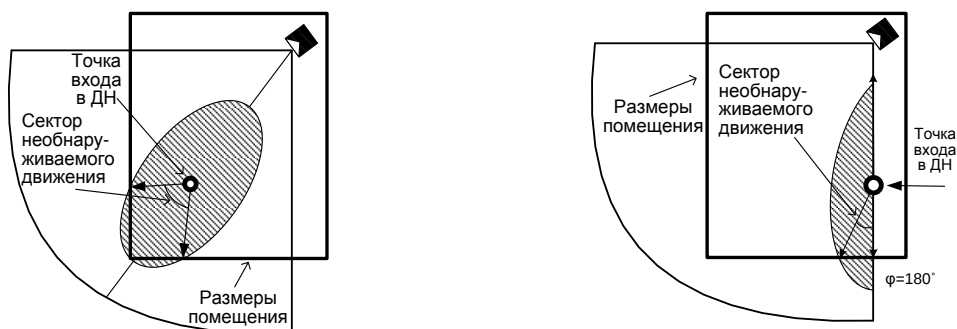


Рис. 3. Влияние соотношения размеров ДН и помещения

При размерах помещения, меньших, чем размер ДН, размеры зоны необнаружения могут выходить за пределы помещения. И, следовательно, появляются сектора, в пределах которых даже при движении нарушителя в диапазоне стандартных скоростей он не обнаруживается или обнаруживается с вероятностью, меньшей заданной, т.е. появляется уязвимость СФЗ.

Очевидно, что подобный эффект (появление секторов с необнаруживаемым движением) будет иметь место и при наличии в контролируемой зоне предметов, ограничивающих распространение инфракрасного излучения цели.

Также, если цель несанкционированного проникновения, которую стремится достичь нарушитель, относительно точки входа в диаграмму направленности находится в зоне необнаружения, то нарушитель может решить свою задачу (достичь цели несанкционированных действий и затем выйти из зоны обнаружения), оставаясь необнаруженным.

Неправильный выбор режимов работы

При изменении такого параметра ПИК-датчика, как чувствительность, происходит изменение размеров зоны обнаружения. Рис. 4 иллюстрирует такое изменение размеров этой зоны при уменьшении чувствительности по сравнению с исходной (двойная штриховка). Очевидно, что происходит увеличение размеров зоны обнаружения, вплоть до полной потери возможности обнаружения ($P_{обн} = 0$) при движении нарушителя через диаграмму направленности в выделенных секторах.

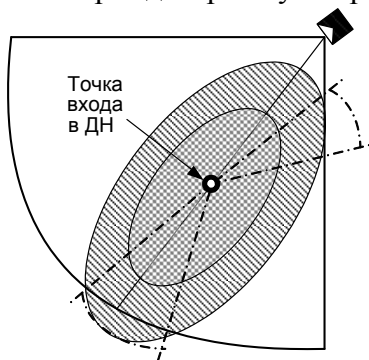


Рис. 4. Изменение размеров зоны обнаружения при изменении чувствительности

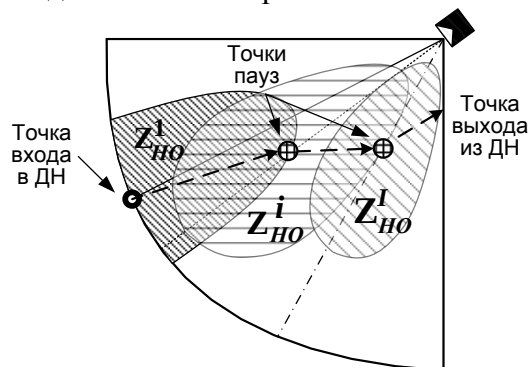


Рис. 5. Схема прерывистого движения с точкой входа извне ДН

Отметим, что к такому же эффекту будет приводить и снижение тепловой контрастности цели (к примеру, при приближении окружающей температуры к температуре тела или использованию нарушителем теплоизолирующей одежды).

Прерывистое движение

Квалифицированный нарушитель может предпринимать различные активные и пассивные методы и средства для снижения вероятности своего обнаружения [5]. Это может приводить к такому же эффекту, как и уменьшение чувствительности ПИК-датчика, т.е. к увеличению размеров зоны обнаружения.

Одним из таких приемов может быть перемещение нарушителя на ограниченное расстояние с последующей остановкой, т.е. прерывистое движение с паузами, длительность которых превышает время анализа $T_{анал}$ схемой обработки сигнала датчика (продолжительность временного окна, на протяжении которого осуществляется анализ и принятие решения об обнаружении проникновения). Такой характер движения нарушителя может позволить ему остаться необнаруженным.

Для некоторой точки входа в ДН датчика можно построить маршрут прерывистого необнаруживаемого движения с временными паузами (рис. 5).

При определенном маршруте L_M перемещения нарушителя, состоящем из I этапов, его протяженность $L_M = \sum_{i=1}^I L_i$ будет определяться протяженностью отдельных этапов L_i , а продолжительность $T_M = \sum_{i=1}^I (T_i^{этан} + T_i^{пауз})$ — суммой продолжительно-

стей прохождения отдельных этапов $T_i^{э\text{тап}} = \frac{L_i}{v_i}$, зависящих от протяженности L_i и скорости v_i их прохождения и временных пауз $T_i^{\text{пауз}}$ в точках остановок. Соответствующая зона необнаружения Z_{HO} представляет собой совокупность пересекающихся зон Z_{HO}^i в точках остановок (временных пауз) $Z_{HO} \subset Z_{HO}^1 \cup Z_{HO}^2 \dots \cup Z_{HO}^I$. Центр каждой следующей зоны Z_{HO}^{i+1} располагается в точке пересечения траектории движения нарушителя и границы текущей зоны Z_{HO}^i (в которой находится нарушитель), а ось совпадает с направлением на датчик в этой точке. Аналогично будут находиться и следующие зоны. Таким образом, зная наиболее вероятную траекторию движения нарушителя, можно оценить вероятность его обнаружения.

Если нарушитель выдерживает достаточную временную паузу перед следующим этапом, то можно полагать, что на каждом i -м этапе вероятности $P_{обн}^i$ обнаружения будут независимыми. Учтем вероятность ошибки $P_{ош}^i$ нарушителя на i -м этапе при выборе скорости движения или неправильной оценке размеров зоны необнаружения. В этом случае выражение для вероятности необнаружения будет иметь вид

$$P_{HO} = \prod_{i=1}^I ((1 - P_{обн}^i)(1 - P_{ош}^i)) .$$

С точки зрения достижения требуемой вероятности обнаружения нарушителя необходимо минимизировать размеры зоны необнаружения; использовать, по возможности, полностью размеры диаграммы направленности; правильно оценивать наиболее вероятный маршрут движения нарушителя на охраняемом объекте.

Учитывая, что требования стандарта [4] по оценке обнаруживающей способности датчика соответствуют в принятых выше обозначениях $\varphi = 90^\circ, \alpha = \pm 45^\circ, v = 0,3 \dots 3 \text{ м/с}$ на всех заявленных дальностях $\forall L_u$ и пройденном целью до обнаружения расстоянии $D_{Обн} = 3 \text{ м}$, можно переписать требование (1) для этих условий как

$$P_{обн}(L_u, \varphi, \alpha, v) \geq P_{обн}^{min}, \quad \forall L_u, \quad \varphi = 90^\circ, \alpha = \pm 45^\circ, v = 0,3 \dots 3 \text{ м/с}, D_{Обн} \leq 3 \text{ м}. \quad (2)$$

В случае выполнения требований стандарта [4], критерий (2) трансформируется в следующий вид:

$$P_{обн} = 1, \quad \forall L_u, \varphi, \alpha, \quad v = 0,3 \dots 3 \text{ м/с}, D_{Обн} \rightarrow \min .$$

Для выполнения этого условия необходимо, чтобы размеры зоны необнаружения (т.е. $D_{Обн}$) стремились к нулю:

$$Z_{HO}(L_u, \varphi, \alpha, v) \rightarrow 0, \quad \forall L_u, \varphi, \alpha, v.$$

Но, поскольку для обнаружения необходимо определенное расстояние, пройденное нарушителем до принятия решения датчиком, требуется достижение заданного минимума Z_{HO}^{min} размеров зоны необнаружения

$$\begin{cases} Z_{HO}(L_u, \varphi, \alpha, v) \rightarrow Z_{HO}^{min}, & \forall L_u, \varphi, \alpha, v, \\ Z_{HO}^{min} \rightarrow \min. \end{cases}$$

В свою очередь, для обеспечения инвариантности датчика к направлению движения нарушителя необходимо также обеспечить дополнительно требование минимума максимального размера зоны необнаружения

$$\min \max L_{\alpha}^{HO}(\varphi), \quad \forall \varphi,$$

а также следующее соотношение размеров $L_{ном}$ контролируемого помещения и максимального значения $L_{\varphi max}^{HO}$ размеров зоны необнаружения при любом направлении движения:

$$L_{\varphi max}^{HO}(\alpha) \ll L_{ном},$$

чтобы, по крайней мере, при непрерывном движении обеспечить надежное обнаружение нарушителя.

Заключение

В работе получены следующие основные результаты.

1. Выполнен анализ уязвимостей объектов, контролируемых ПИК-датчиками в различных ситуациях при использовании нарушителем приемов преодоления средств обнаружения, в частности, при прерывистом движении по зоне обнаружения. Сформулированы требования к параметрам зоны обнаружения датчика.
2. Получены экспериментальные результаты и графические зависимости, позволяющие оценить размеры зон необнаружения для ПИК-датчиков при движении нарушителя в разных направлениях и с разной скоростью.
3. Предложена методика анализа уязвимости (вероятности необнаружения) в случае прерывистого движения нарушителя, что может быть использовано для повышения эффективности СФЗ, использующих ПИК-датчики.

ЛИТЕРАТУРА

1. Волхонский В.В., Воробьев П.А. Методика оценки вероятности обнаружения несанкционированного проникновения оптоэлектронным извещателем // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. — 2012. — №1(77). — С. 120—123.
2. Волхонский В.В. Оптимизация структуры и алгоритмов работы комбинированных средств обнаружения проникновения нарушителя // Вестник Воронежского института МВД России. — 2012. — № 2. — С. 91—97.
3. Воробьев П.А., Трапш Р.Р. К вопросу применимости стандартной тепловой модели нарушителя в условиях квалифицированного проникновения // Охрана, безопасность, связь -2012: материалы XVI Всероссийской научно-практической конференции. — Воронеж, 2012. — С.61—63.
4. ГОСТ Р 50777–95. Системы тревожной сигнализации. Часть 2. Требования к системам охранной сигнализации. Раздел 6. Пассивные опто-электронные инфракрасные извещатели для закрытых помещений и открытых площадок. — Введ. 27.12.2006. — М.: Госстандарт Российской Федерации. — 25 с.
5. Волхонский В.В., Крупнов А.Г. Особенности разработки структуры средств обнаружения угроз охраняемому объекту // Научно-технический вестник Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. — 2011. — № 4(74). — С. 131—136.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Волхонский Владимир Владимирович. Профессор кафедры твердотельной оптоэлектроники. Кандидат технических наук, доцент.

Федеральное государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики».

E-mail: volkhonski@mail.ru

Россия, 197101, Санкт-Петербург, проспект Кронверкский, 49. Тел. +7 (921) 964-97-10.

Воробьев Павел Андреевич. Аспирант кафедры твердотельной оптоэлектроники.

Федеральное государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики».

E-mail: doall88@gmail.com

Россия, 197101, Санкт-Петербург, проспект Кронверкский, 49. Тел. +7 (921) 764-41-51.

Трапш Роберт Робертович. Аспирант кафедры твердотельной оптоэлектроники.

Федеральное государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики».

E-mail: rotier@bk.ru

Россия, 197101, Санкт-Петербург, проспект Кронверкский, 49. Тел. +7 (962) 686-87-61.

Volkhonskiy Vladimir Vladimirovich. Professor of the chair of Solid State Optoelectronics. Candidate of science (technical).

Saint-Petersburg National Research University of Information Technology, Mechanics and Optics.

Work address: Russia, 197101, Saint-Petersburg, Kronverkskiy Prospect, 49. Tel. +7 (921) 964-97-10.

Vorobyev Pavel Andreevich. Post-graduate of the chair of Solid State Optoelectronics.

Saint-Petersburg National Research University of Information Technology, Mechanics and Optics.

Work address: Russia, 197101, Saint-Petersburg, Kronverkskiy prospect, 49. Tel.+7 (921) 764-41-51.

Trapsh Robert Robertovich. Post-graduate of the chair of Solid State Optoelectronics.

Saint-Petersburg National Research University of Information Technology, Mechanics and Optics.

Work address: Russia, 197101, Saint-Petersburg, Kronverkskiy prospect, 49. Tel.+7 (962) 686-87-61.

Ключевые слова: пассивный инфракрасный датчик; системы физической защиты; вероятность обнаружения; несанкционированное проникновение.

Key words: passive infrared sensor; physical protection systems; detection probability; unauthorized penetration.

УДК 654.924