

Розвиток, бойове застосування та озброєння радіотехнічних військ

УДК 621.396.96:621.391.8

И.Г. Леонов, А.В. Костянец, Р.В. Голуб

Харьковский университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба

ЦИФРОАНАЛОГОВОЕ ФОРМИРОВАНИЕ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ РЛС ПРИМОРСКОГО БАЗИРОВАНИЯ СО СВЕРХБЫСТРЫМ ОБЗОРОМ ПРОСТРАНСТВА

В статье рассматриваются методы и средства цифроаналогового формирования многочастотных пространственно-временных сигналов для маловысотных РЛС приморского базирования.

Ключевые слова: частотно-временные параметры зондирующего сигналов, цифроаналоговые формирователи сигнала, тропосферный волновод.

Введение

Постановка проблемы. В современных условиях существует задача обнаружения маловысотных целей за пределами горизонта, это относится в первую очередь к беспилотным летательным аппаратам и крылатым ракетам. Это наиболее актуально на южном направлении, где есть акватория моря и Днепровский водный каскад. Глобальное потепление климата при плюсовой среднегодовой температуре привело к тому, что в большинстве случаев существует вероятность появления сверхдальнего распространения радиоволн (что связано с наличием тропосферного радиоволновода). Возбуждение тропосферного радиоволновода зависит от его высоты, метеоусловий, длины волны РЛС и её места расположения. Изменение погодных условий приводит к тому, что вероятность запитки этого радиоволновода в точке расположение РЛС уменьшается. Решить это противоречие возможно при использовании РЛС многочастотных сигналов [1 – 3]. Причем определенными преимуществами обладают РЛС с пространственно-временным формированием сигнала. Поэтому возникает необходимость рассмотреть методы и средства формирования ортогональных сигналов для РЛС с сверхбыстрым обзором пространства.

Цель статьи: выбор и обоснование параметров цифроаналогового формирователя многочастотных сигналов для РЛС приморского базирования с сверхбыстрым обзором пространства.

Основная часть

Для повышения эффективности радиотехнических систем борьбы с поражающими элементами высокоточного оружия необходимо максимально

сократить скорость обзора пространства. Для этого целесообразно использовать сверхбыстрый обзор (за время существования сигнала), реализуемый с помощью осесимметричных антенн с пространственно-временной модуляцией (ПВМ) сигнала в раскрытие линейной антенной решетки (АР). Рассмотрим возможность сверхбыстрого обзора АР, каждый элемент излучателя, которой запитывается взаимно-ортогональными (многочастотными) сигналами. При этом получим в каждом угловом направлении дальней зоны антенны пространственно-временной сигнал (ПВС) со своими отличительными особенностями [1]. Для анализа этих особенностей, рассмотрим суммарную диаграмму направленности (ДН) при параллельном круговом обзоре [3]

$$f_{\Sigma}(\varphi) = \sum_n f_n(\varphi), \quad (1)$$

где φ – угол направления на точку наблюдения в зоне обзора ($0 \leq \varphi \leq 2\pi$); $f_n(\varphi)$ – парциальные ДН.

Для случая если φ_n - гармоническая функция, то это выражение принимает вид

$$f_{\Sigma}(\varphi) = \sum_n A_n \cdot e^{jn\varphi}, \quad (2)$$

где $A_n(\alpha) = \left(2\pi K_j^n J_n(2\pi r/\lambda)\right)^{-1} \cdot e^{jn\varphi}$ – комплексная амплитуда гармоники тока формирующей n -ую парциальную ДН, α - пространственная фаза амплитудно-фазового распределения в антенне; λ - длина волны, J_n – функции Бесселя первого рода n - порядка, K – функциональная константа, r - радиус АР.

Если запитать каждую такую парциальную диаграмму направленности АР своим временным сигналом, получим в каждом угловом направлении дальней зоны пространственно – временной сигнал

(ПВС) со своими отличительными особенностями. При этом выражение для сигнала в дальней зоне имеет следующий вид

$$U_{\Sigma}(\varphi, t) = \sum_n \dot{A}_n \cdot e^{jn\varphi} \cdot U_n(t), \quad (3)$$

где U_n - система взаимно ортогональных сигналов.

Рассмотрим возможности существующих методов формирования системы ортогональных сигналов. Наиболее хорошо разработаны и практически исследованы методы формирования сигналов, имеющих разные несущие частоты

$$U_n(t) = \cos[\omega_0 t + n\omega_{\text{ш}} t + \varphi_0], \quad (4)$$

где ω_0 - центральная частота системы сигналов, $\omega_{\text{ш}}$ - сдвиг по частоте между сигналами, φ_0 - начальная фаза. Найдем условия, при которых систему сигналов вида (4) можно отнести к ортогональной удовлетворяющей условию

$$\rho_{nk} = \frac{1}{T} \int_0^T U_n(t) U_k(t) dt = \begin{cases} C & \text{при } n = k; \\ 0 & \text{при } n \neq k, \end{cases} \quad (5)$$

где T - длительность сигнала, E - энергия сигнала, C - константа.

После подстановки (4) в (5) получим

$$\rho_{nk} = \frac{1}{T} \int_0^T \cos(\omega_0 t + n\omega_{\text{ш}} t) \cos(\omega_0 t + k\omega_{\text{ш}} t) dt = \frac{1}{2T} \times \int_0^T \cos[2\omega_0 t + (n+k)\omega_{\text{ш}} t] dt + \frac{1}{2} \int_0^T \cos[(n-k)\omega_{\text{ш}} t] dt. \quad (6)$$

Обозначим первое слагаемое выражения (6) через R_{nk} , а второе r_{nk} . Тогда значение R_{nk} равно

$$R_{nk} = \frac{1}{T} \int_0^T \cos[(n+k)\omega_{\text{ш}} t] dt = \begin{cases} \frac{1}{2} & \text{при } n = k \\ 0 & \text{при } n \neq k \end{cases} \quad (7)$$

Сравнивая выражения (7) и (5) можно сделать вывод, что систему сигналов (4) в общем случае нельзя считать ортогональной, поскольку $r_{nk} \neq 0$. Однако, если сдвиг по частоте между сигналами $\omega_{\text{ш}} \geq 2\pi/T$, можно доказать [1], что

$$r_{nk} < \frac{1}{T(\omega_0 + (n+k)\omega_{\text{ш}})}. \quad (8)$$

Таким образом, систему многочастотных сигналов (4) можно отнести к ортогональной с точностью до малых величин, порядок которых определяется формулой (8).

Для формирования системы сигналов вида (4) может быть использован метод фазовой модуляции. В этом случае сигнал на выходе фазового модулятора описывается выражением

$$U_n(t) = U_0 \sum_{\varphi} J_n(M_{\varphi}) \sin[(\omega_0 \pm n\omega_{\varphi})t], \quad (9)$$

где M_{φ} - индекс фазовой модуляции; $J_n(M_{\varphi})$ - функции Бесселя первого рода n -го порядка от аргумента M_{φ} .

Амплитудно-частотный спектр такого сигнала содержит $(2n+1)$ гармонических составляющих на частоте ω_0 и $(\omega_0 \pm n\omega_{\text{ш}})$ с амплитудами, распределенными по функциям Бесселя $J_n(M_{\varphi})$, где $n = 1, 2, \dots, \infty$. Такая зависимость обуславливает необходимость увеличения индекса модуляции, поскольку при $n > (M_{\varphi} + M_{\varphi}^{1/2})$ амплитуд боковых составляющих спектра пренебрежительно малы, а так же принимать меры по выравниванию амплитуд спектральных составляющих. Кроме этого каждый элемент антенной решетки должен быть запитан сигналом лишь одной частоты, поэтому необходимо обеспечить подавление паразитных гармонических составляющих для каждого из каналов. Все это обуславливает необходимость поиска других методов формирования системы гармонических сигналов.

В настоящее время для формирования гармонических сигналов практически в любом диапазоне частот широко используются синтезаторы на основе схем фазовой автоподстройки частоты. Использование в них серийно выпускаемых управляемых генераторов (УГ), смесителей (См), полосовых фильтров (ПФ), фильтров низкой частоты (ФНЧ), модуляторов, цифровых синтезаторов сигналов (ЦСС), микропроцессорных устройств (МПУ), регистров (РГ), микросхем, имеющих в своем составе фазовые детекторы (ФД) и делители с переменным коэффициентом деления (ДПКД), например, МС145190, К1098ПЛ1, цифровых синтезаторов (AD9850, AD9852 и др.), делают этот метод наиболее привлекательным при построении формирователя сигналов с разнесенными несущими частотами.

Структурная схема одного из вариантов многоканального передатчика радиолокационных сигналов показана на рис. 1.

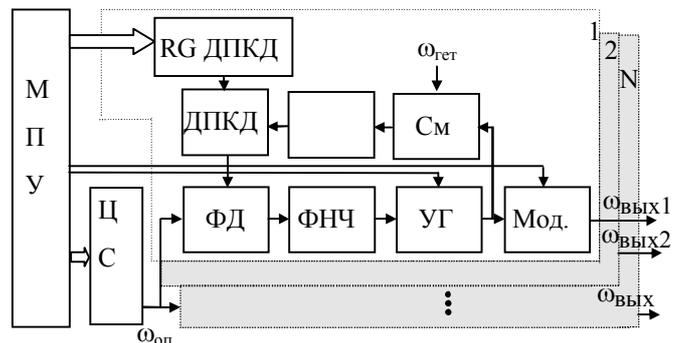


Рис. 1. Реализации многоканального формирователя простых и сложных сигналов с одним ЦСС

Каждый канал представляет собой цифроаналоговый формирователь с кольцом ФАПЧ и делителем частоты с переменным коэффициентом деления в цепи обратной связи. Общее управление работой многоканального формирователя осуществляется микропроцес-

