

УДК 621.396.967

Н.П. Кандырин

*Харьковский университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, Харьков*

## ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ В РЛС С ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТОЙ

*Рассмотрены и проанализированы достоинства и недостатки известных методов с постоянной и переменной частотой повторения для обнаружения и сопровождения целей в импульсных РЛС. Даны рекомендации по построению приемо-передатчиков таких РЛС на основе цифровых синтезаторов сигналов.*

**Ключевые слова:** несущая частота, изменение частоты, сигнал, метод, импульс.

### Введение

**Постановка проблемы и анализ публикаций.** В семидесятые годы в радиолокации начали применять РЛС с изменяющейся несущей частотой. В известной литературе рассматривались в основном импульсные РЛС с постоянной и переменной частотой повторения и электронным сканированием луча для обнаружения и сопровождения одной или нескольких целей [1]. В указанных РЛС возможны два различных типа приемо-передатчиков, а именно: по схеме мощного генератора с самовозбуждением на магнетроне и по схеме маломощного кварцевого генератора с последующим умножением частоты усилением излучаемых импульсов по мощности. Однако такие приемопередающие устройства в техническом исполнении были громоздкими и энергоемкими и не отвечали всем или почти всем требованиям, предъявляемым к РЛС подобного типа. В настоящее время уровень развития элементной базы и в частности быстродействующей цифровой и мощной усилительной полупроводниковой техники позволило нам по иному взглянуть на эти проблемы. Задача формирования простых и сложных зондирующих и гетеродинных сигналов при разработке пер-

спективных РЛС такого типа с помощью цифровых синтезаторов сигналов (ЦСС) [2 – 6], без сомнения, является актуальной для отечественной промышленности и требует постоянного развития новых технологий.

**Целью статьи** является разработка предложений по построению приемо-передатчиков с быстрой перестройкой несущей частоты для импульсных РЛС на основе ЦСС построенных на современной элементной базе.

### Основной материал

Теоретически обоснованы и в разной степени технически осуществимы четыре основных метода быстрого изменения частоты импульсных РЛС [7, 8].

1. Метод изменения частоты от группы к группе импульсов. Несущая частота изменяется от группы к группе излучаемых импульсов, (каждая группа состоит из нескольких импульсов) в заданной полосе частот. Изменение частоты может происходить по заранее заданному, случайному или псевдослучайному законам (рис. 1, а).

2. Метод изменения частоты от импульса к импульсу. Несущая частота изменяется от импульса к импульсу по определенному, например, линейному, случайному или псевдослучайному законам (рис. 1, б).

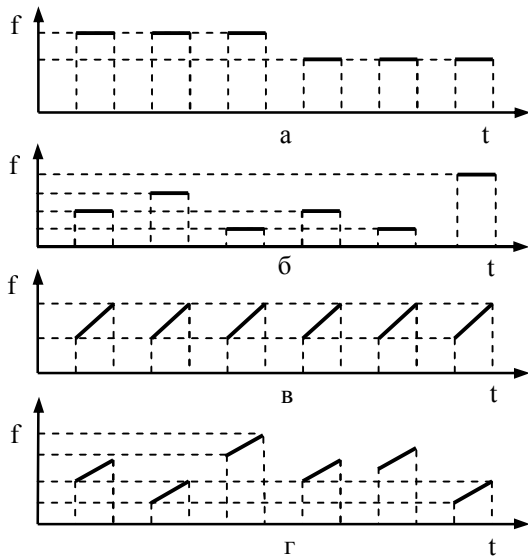


Рис. 1. Методы изменения несущей частоты

3. Метод сжатия импульсов. Несущая частота меняется в пределах длительности каждого импульса. Изменение частоты может осуществляться постепенно или скачками по определенному, случайному или псевдослучайному законам (рис. 1, в).

4. При этом методе несущая частота меняется в пределах длительности каждого импульса, также как и в третьем методе, но изменение частоты происходит относительно некоторой средней величины, которая в свою очередь, изменяется в течение времени излучения всей последовательности, так же как при первом и втором методах (рис. 1, г).

Отраженный от цели сигнал, на входе приемника РЛС, представляет собой последовательность импульсов с изменяющейся во времени амплитудой. Мощность этого сигнала определяют из уравнения [1, 8].

$$P = P_t G^2 \lambda^2 \sigma / (4\pi)^3 R^4 ,$$

где  $P_t$  – излучаемая мощность;  $\lambda$  – длина волны;  $G$  – усиление антенны;  $R$  – дальность до цели;  $\sigma$  – эффективная площадь рассеяния цели в направлении РЛС.

Кроме того, принимаемые сигналы флюктуируют. Причиной флюктуаций является изменение множителя  $G^2 \sigma$ , происходящее вследствие углового перемещения диаграммы направленности антенны РЛС и диаграммы обратного вторичного излучения цели.

Диаграмма переизлучения (рис. 2), имеет изрезанную форму. Это обстоятельство приводит к тому, что мощность принимаемого сигнала может в отдельные моменты времени значительно уменьшаться, снижая эффективность обнаружения целей.

Форма диаграммы переизлучения цели и ее ЭПР зависит от рабочей частоты РЛС. Поэтому, если цель облучать не одной частотой, а несколькими, то можно скомпенсировать уменьшение мощности

принимаемых сигналов от отдельных направлений и повысить эффективность РЛС. Но для этого необходимо вычислить величину разноса частот, при которой сигналы, принимаемые на двух смежных частотах, будут некоррелированы, для чего, определяем нижнюю границу периода изменения ЭПР  $T_f$ .

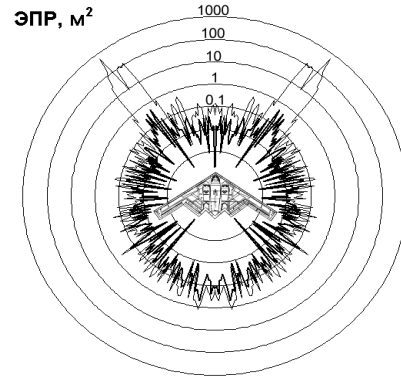


Рис. 2. Диаграмма обратного вторичного излучения модели самолета В-2

Обозначим через  $\omega_a$  угловую скорость вращения диаграммы направленности антенны РЛС относительно диаграммы переизлучения цели. Тогда произведение  $\omega_a T_f$  будет представлять собой угловую скорость за время  $T_f$ . Если  $L$  – максимальный размер цели, то угловое расстояние между двумя соседними нулями диаграммы переизлучения цели будет приблизительно равно  $\lambda/L$ . При движении цели

$$\omega_a T_f = \lambda / 2L . \text{ Откуда } T_f = \lambda / 2\omega_a L .$$

Так, например, для РЛС П-37 (при одном канале), работающей на волне  $\lambda=10$  см при наблюдении за целью ( $L=10$ м), находящейся на расстоянии 20 км и движущейся со скоростью 1000 м/с параллельно РЛС, угловая скорость составит,  $\omega_a=0,05$  рад/с, а период наблюдения –  $T_f=0,1$  сек. При ширине луча антенны  $1^\circ$  и скорости ее вращения 6 об/мин (36 град/сек), отраженный сигнал будет наблюдаться в течение  $T_p=1/36=0,027$  сек. При этом ЭПР цели, при работе РЛС на одной частоте, будет в течение одного облучения изменяться незначительно и, наоборот, очень сильно от облучения к облучению при вращении антенны. Поэтому в течение времени пребывания цели в луче необходимо передать как можно больше импульсов.

Например, при частоте повторения 750 имп/сек в течение указанного времени (0,027 сек) можно передать 20 импульсов, причем их можно передать на двух и более частотах.

При выборе значений частот, обеспечивающих некоррелированность принимаемых сигналов, воспользуемся приближенным критерием разности фаз [1].

Принимаемые от цели, размером  $L$ , сигналы будут некоррелированы, если разность фаз сигналов, отраженных от крайних точек цели, измеренная относительно центра последней, будет на обеих частотах не менее  $2\pi$ . Если  $f$  и  $(f+\Delta f)$  – две частоты, а разность фаз

$$\Delta\Phi_1 = 2\pi \frac{L}{c} f \quad \text{и} \quad \Delta\Phi_2 = 2\pi \frac{L}{c} (f + \Delta f),$$

то критерий запишется следующим образом:

$$\Delta\Phi_2 - \Delta\Phi_1 = 2\pi \frac{L}{c} \Delta f = 2\pi.$$

Тогда разнос частот можно записать в виде:

$$\Delta f = c/L = 300/L [\text{МГц}].$$

Так, например, при  $L=10\text{м}$  корреляция принимаемых сигналов будет отсутствовать при разноразности частот  $\Delta f = 30\text{МГц}$ . Таким образом, для того чтобы диаграмма переизлучения от цели была менее изрезанной необходимо излучать импульсы как можно на большем количестве частот с разномом их в  $30\text{МГц}$ .

Для того чтобы оценить достоинства метода изменения частоты от группы к группе импульсов, необходимо оценить величину отношения сигнал/шум, которую этот метод обеспечивает при обнаружении цели. С этой целью в работе [1] были проведены расчеты зависимости отношения сигнал/шум от числа принимаемых за один обзор импульсов  $N$  при заданных вероятности обнаружения  $P_a=0,9$  и вероятности ложной тревоги  $P_{\text{лж}}=10^{-10}$ . При этом расчеты проводились при заданных значениях произведения  $mM$ , где  $M$  – число групп импульсов, на которое разбивается вся последовательность принимаемых за один обзор импульсов  $N$ , а  $m$  – коэффициент, характеризующий цель по степени флуктуаций принимаемых сигналов. Например, для цели, состоящей из нескольких отражающих элементов равной площади,  $m = 1$ , а для цели, площадь отражающих элементов которой неодинакова и элементы расположены под разными углами к плоскости отражения  $m = 2$ .

Расчеты показали, что при  $N = 20$  и  $m = 1$ , переход от одной рабочей частоты к двум приводит к уменьшению отношения сигнал/шум с  $12,5\text{дБ}$  до примерно  $9\text{дБ}$ , в случае десяти частот отношение сигнал/шум уменьшается до  $6\text{дБ}$ .

Из этого следует, что количество рабочих частот можно увеличивать лишь до некоторой предельной величины. Для коэффициента  $m = 1$  эта величина равна  $10$ . В качестве примера рассмотрим некоторые особенности применения метода изменения частоты в РЛС сопровождения целей.

В моноимпульсной РЛС сопровождения изменения амплитуды принимаемых от одной и той же цели сигналов, благодаря действию регулировки усиления и следящей системы, не создают ошибок при измерении угловых координат. Ошибки появляются вследствие

флуктуаций фазового фронта цели период, которого равен периоду флуктуаций ЭПР цели; его нижняя граница оценивается также величиной  $T_f$ .

В РЛС сопровождения с механическим сканированием луча полоса пропускания следящей системы составляет несколько герц, что соответствует периоду флуктуаций углового положения цели ( $T_f = 0,1\text{сек}$ ). При работе на одной частоте эти флуктуации создают угловые ошибки такой же величины. Если же для работы иметь несколько частот, например  $10$ , передаваемых в интервале, длительностью  $0,1\text{сек}$ , то период флуктуаций  $T_f$  уменьшится, до величины  $0,01\text{сек}$ , и на эту же величину уменьшится ошибка сопровождения.

Для РЛС сопровождения с электронным сканированием луча наиболее подходящим режимом является одновременное сопровождение нескольких целей с применением метода изменения частоты от импульса к импульсу.

Влияние многочастотной работы РЛС на точность углового сопровождения цели может быть проиллюстрировано экспериментальными данными, приведенными на рис. 3, где показано азимутальное положение надводной цели (корабля) при одночастотном (а) и многочастотном (б) облучении цели.

Как видно из рисунка, в режиме изменения частоты угловая ошибка значительно ниже и составляет стандартное отклонение  $0,7$  миллирадиан против стандартного отклонения в  $2,97$  миллирадиан в режиме постоянной частоты. При многочастотном облучении дисперсия углового положения цели, как показывают расчеты, примерно вдвое меньше, чем при одночастотной работе РЛС.

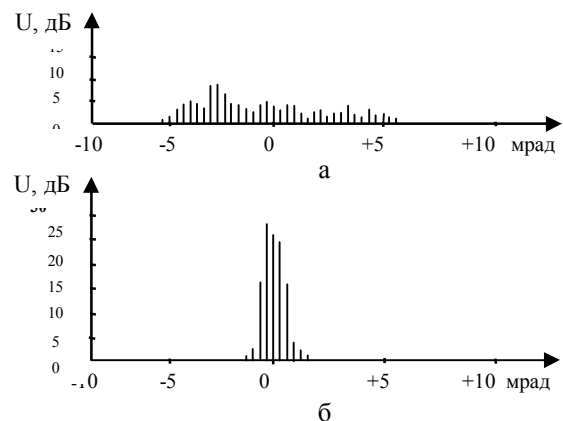


Рис. 3. Распределение азимутального положения надводной цели

Полезным оказывается и применение метода изменения частоты в РЛС сопровождения целей на фоне мешающих отражений от земной и морской поверхностей. Принцип работы такой РЛС показан на рис. 4, где обозначено: 1 – падающий луч; 2 – отраженный луч.

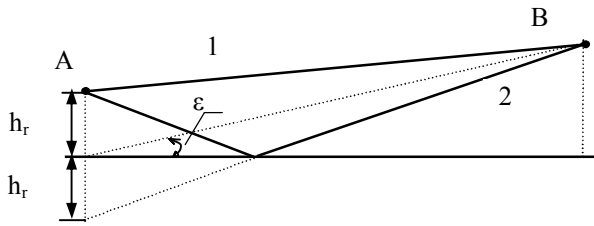


Рис. 4. Принцип работы РЛС на фоне земной и морской поверхностей

Вследствие отражения радиоволн от поверхности земли к цели приходят как прямой луч, так и луч, отраженный от земли. Напряженность электрического поля будет определяться векторной суммой напряженностей прямой и отраженной волн. Эти волны проходят разный путь и приходят в точку цели со сдвигом фаз, зависящим от разности фаз (с учетом изменения фазы при отражении от земли).

Разность фаз, обусловленная различием путей, проходимых прямым и отраженным лучами, определяется по формуле:

$$\Delta\Phi = 4\pi\epsilon h_r f / c \quad (\text{для } \epsilon < 1),$$

где  $\epsilon$  – местоположение цели;  $h_r$  – высота РЛС над земной поверхностью.

Так как разность фаз  $\Delta\Phi$  пропорциональна частоте  $f$ , то при изменении последней можно получить значительно меньшие ошибки сопровождения цели, чем в случае работы с неизменной частотой.

При некоторых углах места волны приходят в фазе, и результирующий сигнал увеличивается, а при других углах места – в противофазе и результирующий сигнал уменьшается. Это приводит к тому, что диаграмма направленности антенны в вертикальной плоскости приобретает лепестковый характер (рис. 5) [9].

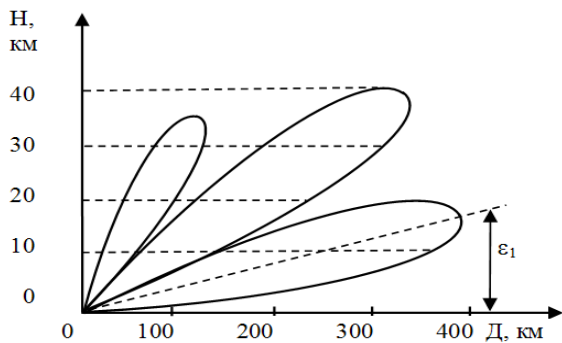


Рис. 5. Диаграмма направленности антенны в вертикальной плоскости

Такой характер диаграмма направленности приобретает главным образом в метровом диапазоне волн и при ненаправленной антенне в вертикальной плоскости. Провалы, которые получаются при определенных углах места, являются причиной отсутствия сигналов цели при определенных дальностях. Число лепестков диаграммы направленности, угол подъема первого ле-

пестка и глубина провалов зависят от соотношения  $h/\lambda$  (где  $h$  – высота антенны над землей), а также от поляризации волн и электрических свойств почвы.

Число лепестков в диаграмме направленности равно числу полуволн, укладываемых в высоте подъема антенны над землей  $n = h/\lambda/2$ . Максимум нижнего лепестка диаграммы поднят под углом места  $\epsilon_1 = \lambda/4h$ . Следовательно, чем больше отношение  $h/\lambda$ , тем больше лепестков в диаграмме направленности и тем больше прижат к земле первый лепесток. Влияние земли особенно сильно сказывается при работе по низколетящим целям, т.е. по целям под углом  $\epsilon < \epsilon_1$ . Дальность действия по низколетящим целям определяется по следующей формуле:

$$D_{\text{макс}} = \sqrt[8]{\frac{P_{\text{изл}} 4\pi G^2 H^4 h^4 S_3}{P_{\text{смин}} \lambda^2}},$$

где  $P_{\text{изл}}$  – мощность излучения передатчика;  $G$  – коэффициент усиления антенны;  $h$  – высота подъема антенны над землей;  $H$  – высота цели;  $S_3$  – эффективная площадь рассеяния цели.

Из уравнения дальности видно, что мощность отраженных сигналов, принимаемых от низколетящих целей, обратно пропорциональна восьмой степени дальности. Следовательно, дальность обнаружения таких целей будет мала.

Увеличение мощности передатчика и чувствительности приемника мало влияет на увеличение дальности действия. Например, для увеличения  $D_{\text{макс}}$  в два раза мощность излучения необходимо повысить в 256 раз. Расстояние до области, в которой находится низколетящая цель,

$$D_H = 10\pi Hh/\lambda,$$

где  $H$  – высота цели;  $h$  – высота подъема антенны.

Из этого выражения следует, что чем выше поднята антенна и короче волна, тем раньше будет обнаружена приближающаяся низколетящая цель.

Метод изменения частоты можно также успешно применять и для работы РЛС при действии искусственных помех. В этом случае, наиболее целесообразно изменение частоты от импульса к импульсу по случайному или квазислучайному законам.

Изменение частоты можно также применить для получения простого метода электронного сканирования луча антенны. Если, например, антенна представляет собой линейную решетку с излучателями, расположенными на расстоянии  $D$ , то фаза соседних элементов определяется по формуле  $2\pi fD/c$ . Частоту  $f_0$  можно подобрать таким образом, что сдвиг фаз во всех излучающих элементах решетки будет одинаковым. В этом случае максимум диаграммы направленности распола-

гається перпендикулярно осі решетки. При изменении частоты в сторону уменьшения или увеличения происходит перемещение луча антенны.

Рассмотрим теперь применение метода изменения частоты для сжатия импульсов. В этом случае изменение частоты происходит не от импульса к импульсу или от группы к группе импульсов, а внутри самого импульса. На рис. 6 показана огибающая спектра импульсного сигнала отраженного от цели. Площадь, описываемая огибающей спектра  $\Phi(s)$ , характеризует общую энергию принятого сигнала  $E$ .

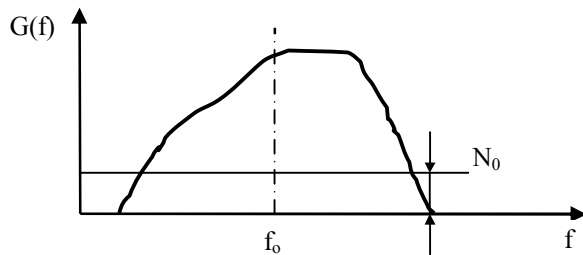


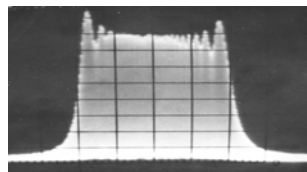
Рис. 6. Огибающая спектра отраженного от цели импульсного сигнала

Как известно, среднеквадратичная ошибка измерения времени запаздывания импульсного сигнала определяется по формуле:

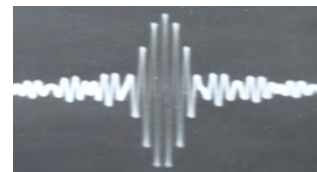
$$\Delta T_{\tau^2} = N_0 / 8\pi^2 J,$$



а



б



в

Рис. 7. Радиоимпульс с ЛЧМ – а; его спектр – б, и сжатый по времени ЛЧМ импульс с помощью ДУЛЗ – в)

Как известно, применение частотной модуляции приводит к расширению спектра импульса. Поэтому, если девиация частоты в импульсе достаточно велика, то в полосе частот  $B$  можно получить практически равномерный спектр. Тогда уравнение для момента инерции можно записать в виде  $J = EB^2/12$ , т.е. в этом случае момент инерции от длительности импульса не зависит.

Таким образом, оказывается, что модулированный по частоте импульс большой длительности эквивалентен импульсу малой длительности. Тогда приравнявая формулы для моментов инерции, получим:

$$EB/2\pi^2\tau_n = EB^2/12,$$

откуда  $\tau_n = 6/\pi^2 B$ .

Например, при полосе пропускания  $B = 10$  МГц модулированный по частоте импульс, имеющий длительность несколько микросекунд, обеспечивает такую же точность, как и импульс длительностью 0,06 мкс.

где  $N_0$  – спектральная плотность шумов;  $J$  – момент инерции спектрального распределения, отсчитываемый от центральной частоты  $f_0$ .

Как видно из формулы, для уменьшения ошибки желательно иметь спектральное распределение с высоким значением момента инерции.

В случае, когда на вход приемника с полосой  $B$ , симметричной относительно частоты  $f_0$ , подается прямоугольный монохроматический импульс, длительностью  $\tau_n$ , то момент инерции можно определить как

$$J = EB/2\pi^2\tau_n.$$

В случае если полосы приемных устройств и энергии принимаемых импульсов будут равны, то точность будет тем выше, чем меньше длительность импульса. Однако импульсы малой длительности формировать, возможно, не всегда, так как для получения необходимого уровня энергии сигнала требуется передавать недопустимо большую мощность в импульсе. Возникает противоречие: для получения высокой точности необходимы импульсы малой длительности, но при этом нельзя обеспечить достаточную энергию принимаемого сигнала. Указанное противоречие разрешается в случае применения импульсов с частотной модуляцией, например, с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) (рис. 7).

### Общие принципы построения приемо-передающих устройств с изменяющейся несущей частотой

Построение приемо-передающих устройств радиотехнических систем определяется их назначением и требованиями, предъявляемыми к его параметрам [1].

Высокочастотный тракт современных РПУ строится по однокаскадной, многокаскадной и многоканальной схемам.

Исторически первой явилась одноканальная схема на мощном автогенераторе СВЧ колебаний. Обладая рядом конструктивных несомненных и эксплуатационных достоинств, она в то же время не дает возможности формирования сложных сигналов большой мощности с требуемой стабильностью параметров и широким диапазоном их перестройки.

Разрешение возникающих противоречий между требованиями к параметрам формируемого сигнала стало возможным в многокаскадной схеме, состоящей из возбуждителя и каскадов усиления. В ней

функции формирования сигналов сложной структуры с требуемой стабильностью параметров и усиления их до необходимого уровня мощности разнесены по каскадам. Такие схемы построения РПУ являются одноканальными, так как имеют один канал формирования и усиления высокочастотного сигнала.

С расширением круга задач решаемых радиотехническими системами, углублялись и противоречия между требуемыми параметрами РПУ, например, мощностью сигналов и диапазоном частот, в котором их необходимо формировать. В то же время на всем протяжении развития радиотехники возможности мощных генераторных приборов отставали от этих требований. Такая ситуация с неизбежностью привела к многоканальному построению РПУ, в первую очередь, для увеличения мощности колебаний. С этой целью используются сложение мощностей нескольких каскадов путем применения параллельного (или двухтактного) включения ламп, специальные мосты сложения и сложение мощностей в пространстве с помощью фазированных антенных решеток.

Для разрешения противоречивых требований к высокому уровню мощности колебаний формируемых РПУ в непрерывном и квазинепрерывном режимах, и широкому диапазону изменения их несущих частот построение многофункционального РПУ возможно только по многоканальной схеме. Кроме того, по диапазону частот предусмотрим возможность перекрытия его двумя литерами, т.е. по существу, многоканальность по частоте. В случае невозможности обеспечения одним генераторным прибором требуемого значения мощности колебаний в литере, возникает многоканальность по мощности.

Рассмотрим теперь основные характеристики, которыми должны обладать приемо-передающие устройства РЛС с изменяющейся несущей частотой.

В указанных РЛС возможны несколько различных типов приемо-передатчиков, а именно: по схеме мощного генератора с самовозбуждением на магнетроне и по схеме маломощного кварцевого генератора с последующим умножением частоты и усилением излучаемых импульсов по мощности. Достоинством первой схемы является экономичность и малый вес. Вторая схема применяется в тех случаях, когда требуются высокие стабильность и средняя мощность излучения.

### Приемо-передатчик на магнетроне

Наиболее важным качеством, которое требуется от передатчика РЛС с изменением частоты, является ее быстрая перестройка. Создание магнетронов с быстрой перестройкой частоты особых сложностей не представляет. В настоящее время имеются магнетроны, обеспечивающие скорость перестройки частоты несколько сот гигагерц в секунду, что вполне достаточно для РЛС с

изменяющейся частотой. На рис. 8 показана структурная схема одного из вариантов построения РПУ на магнетроне с гетеродином на ЛОВ и системой быстрой перестройки частоты, где обозначено: АП – антенный переключатель; Ант. – антенна; Пр. – преобразователь; ЛЗ – линия задержки; СМ – смеситель; Огр. – ограничитель; УПЧ<sub>пр</sub> – усилитель промежуточной частоты приемника; ЛОВ – лампа обратной волны; БП – блок питания; БГП – блок грубой перестройки; УПЧ<sub>сп</sub> – усилитель промежуточной частоты системы перестройки; ДСТ – дискриминатор; БТП – блок точной перестройки.

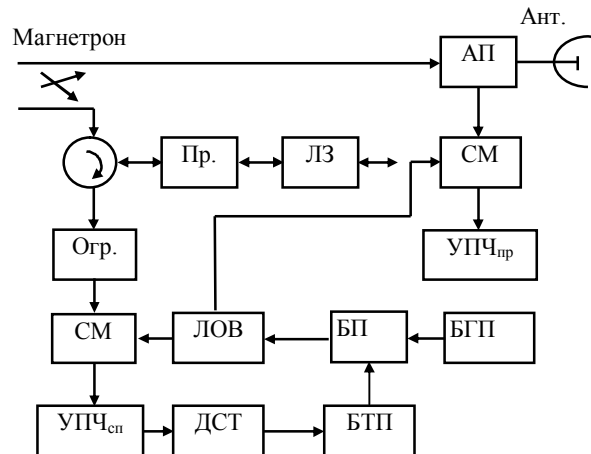


Рис. 8. Структурная схема магнетронного РПУ

В такой схеме более сложной является проблема настройки местного гетеродина на частоту принимаемого сигнала.

В качестве местного гетеродина можно использовать лампу бегущей волны (ЛОВ), так как она позволяет с помощью простой регулировки напряжения спирали вести перестройку в широкой полосе частот. Однако существующие ЛОВ не обеспечивают требуемой скорости перестройки частоты, поэтому проблема решается следующим образом.

Настройка гетеродина на частоту магнетрона производится в два этапа: вначале осуществляется грубая предварительная настройка гетеродина на частоту резонатора магнетрона, измерение которой производится непосредственно до начала излучения последнего; затем производится окончательная точная настройка с помощью дискриминатора, на первый вход которого подается прямой, а на второй – задержанный импульс.

Для задержки импульсов на несколько микросекунд для дискриминатора введена акустическая линия задержки, с которой они подаются на второй вход дискриминатора.

### Приемо-передатчик по схеме с умножением частоты и усилением мощности

Такие схемы желательно применять в случаях, когда от РЛС требуется высокая стабильность часто-

ты в широком диапазоне и небольшое количество излучаемых частот (порядка 7 – 10) с большим разномом между ними.

Структурная схема такого приемо-передатчика показана на рис. 9, где КГ<sub>1</sub>, КГ<sub>2</sub>, КГ<sub>3</sub>, ..., КГ<sub>10</sub> – кварцевые генераторы с умножителями частоты.

Требование большой стабильности частоты делает необходимым применение кварцевых генераторов с высоким значением несущей частоты, работающих в непрерывном режиме без выключения, а также общую схему селекции частот и широкополосный канал их последующего усиления.

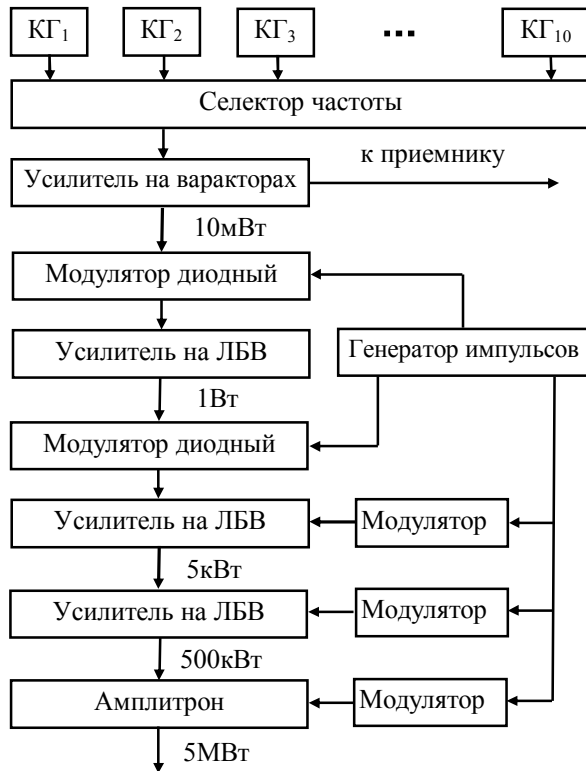


Рис. 9. Структурная схема РПУ с высокостабильными генераторами

Частота перестраивается путем селекции по заданной программе сигналов N – непрерывно работающих кварцевых генераторов с предварительным умножением их частот. Все усилители, кроме оконечного, собраны на ЛБВ. В выходных каскадах современных многокаскадных передатчиков с быстрой перестройкой несущей частоты, как правило, используются амплитроны, позволяющие добиться хорошего согласования выхода передатчика с элементами тракта передачи высокочастотной энергии в широкой полосе частот и имеющего высокий КПД [10].

Первый диодный модулятор служит для формирования зондирующего импульса, а второй – для стробирования уровня шумов, которые создает усилитель на лампе бегущей волны (ЛБВ) в промежутках между излучающими импульсами.

### Предложения по построению приемо-передатчиков на новой элементной базе

Использование новейших достижений физики твердого тела, совершенствование технологии производства радиоэлектронной аппаратуры позволяет на сегодняшний день строить приемо-передатчики на совершенно новой элементной базе. На смену громоздким и энергоемким усилителям на ЛБВ пришли твердотельные усилители на транзисторах, а для формирования сетки частот достаточно одного или нескольких цифрового синтезатора сигналов (ЦСС) [2, 11] которые позволяют уже сегодня формировать сигналы прямым цифровым синтезом на частотах до 500 – 1500 МГц.

На рис. 10 приведена обобщенная структурная схема такого приемо-передатчика для метрового диапазона волн, например П-18 [12].

Здесь обозначено: ОГ – опорный кварцевый генератор; ГИ – генератор импульсов запуска; ЦСС – цифровые синтезаторы сигналов; УмЧ – умножитель частоты; СМ – смесители; УсМ – усилитель мощности; АП – антенный переключатель; УПЧ<sub>пр</sub> – усилитель промежуточной частоты приемника.

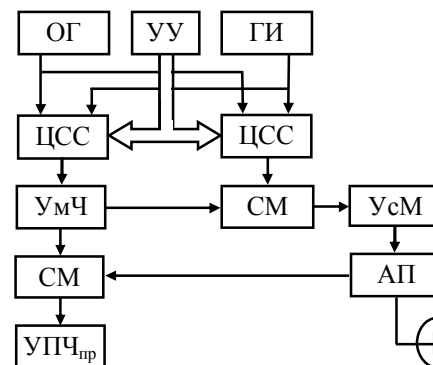


Рис. 10. Структурная схема РПУ с быстрой перестройкой частоты с одним ЦСС в качестве возбуждителя

Цифровые синтезаторы сигналов позволяют не только быстро переключаться с одной частоты на другую (единицы микросекунд при прямом цифровом синтезе), но и формировать любые сложные радиолокационные сигналы с малым уровнем фазовых шумов [2, 12]. Другой вариант построения РПУ с быстрой перестройкой несущей частоты показан на рис. 11. Здесь формирователи сетки частот реализованы на комбинированных ЦСС, стабильность которых определяется стабильностью кварцевого опорного генератора. Кроме того, для формирования частот в диапазоне СВЧ применены комбинированные цифровые формирователи сигналов с умножением выходной частоты с помощью системы ФАПЧ, которые позволяют формировать сигналы на частотах от единиц до десятков гигагерц с низким уровнем фазовых шумов.

Время переключения таких синтезаторов с одной частоты на другую частоту или с одного вида сигнала на другой составляет порядка 10 – 100 микросекунд [12, 13].

Структурную схему, приведенную на рис. 11, можно легко трансформировать для формирования многочастотных сигналов, заменив при этом селектор частот на сумматор с N – входами [14].

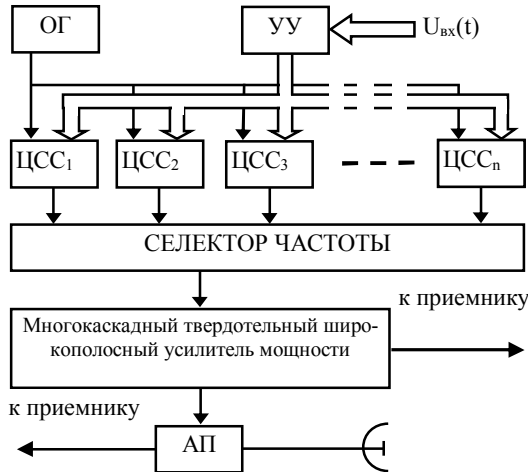


Рис. 11. Структурная схема варианта построения РПУ N-частотной РЛС с быстрой перестройкой частоты при большом разномсе синтезируемых частот

## Выводы

Из проведенного анализа по материалам периодической печати и патентной литературы следует, что многочастотная радиолокация обладает целым рядом преимуществ перед одночастотным зондированием пространства. При разработке перспективных или модернизации старого парка РЛС (рис. 8, 9) необходимо применять новую элементную и, в частности, задающих генераторов зондирующих и гетеродинных сигналов использовать ЦСС (рис. 10, 11). ЦСС позволяют формировать как простые, так и сложные сигналы с высокой стабильностью формируемых параметров и малыми фазовыми шумами.

## Список литературы

1. Вишин Г.М. Многочастотная радиолокация / Г.М. Вишин. – Воениздат, 1973.

### ЦИФРОВІ МЕТОДИ ФОРМУВАННЯ СИГНАЛІВ У РЛС ІЗ ЗМІННОЮ НЕСУЧОЮ ЧАСТОТОЮ

М.П. Кандирін

*Розглянуто та проаналізовано переваги і недоліки відомих методів з постійною і змінною частотою повторення для виявлення і супроводу цілей в імпульсних РЛС. Дано рекомендації з побудови приймально-передавальних пристроїв таких РЛС на основі цифрових синтезаторів сигналів.*

**Ключові слова:** несуча частота, зміна частоти, сигнал, метод, імпульс.

### DIGITAL METHODS OF FORMING SIGNALS IN RADAR WITH CHANGING CARRIER FREQUENCY

N.P. Kandyrin

*Advantages and disadvantages of well known methods with constant and changing repetition frequency for detecting and tracking targets in pulse radar are considered. Recommendations for constructing transmitting and receiving devices in such radars on the basis of digital waveform synthesizer are given.*

**Keywords:** carrier frequency, changing frequency, signal, method, pulse.

2. Цифровые синтезаторы сигналов (DDS) и модуляторы. [Электрон. ресурс]. – Режим доступа до ресурсу: <http://www.analog.com/ru/rfif-component/direkt-digital-synthsis-dds/products/index.html>.

3. А.С. 1203708 (СССР). Цифровой синтезатор частот / В.И. Гомозов, Н.П. Кандырин, Ю.М. Романов. – Оубл. Б.И. – 1986. – № 1.

4. А.С. 1305823 (СССР). Цифровой синтезатор частот / В.И. Гомозов, Н.П. Кандырин, Ю.М. Романов, С.А. Соколов. – Оубл. Б.И. – 1987. – № 15.

5. А.С. 1552345 (СССР). Цифровой синтезатор частотно-модулированных сигналов / В.И. Гомозов, Н.П. Кандырин, Ю.М. Романов, Н.А. Михайлов. – Оубл. Б.И. – 1990. – № 11.

6. А.С. 1578799 (СССР). Цифровой синтезатор частот / Н.П. Кандырин, Ю.М. Романов, С.А. Соколов. – Оубл. Б.И. – 1990 – № 26.

7. Радиолокационные устройства (теория и принципы построения) / под ред. В.В. Григорина-Рябова. – Изд. Советское радио, 1970.

8. Cillardini A. Radar a radiofrequenza variabile. «Alta frequenza», 38. – 1969. – № 9. – С. 24-27.

9. Справочник-задачник по основам электрорадиотехники и радиолокации / под общ. ред. Г.В. Зимина. – М.: Военное издательство, 1967.

10. Чико Г.А. Использование амплитронов в качестве СВЧ усилителей в мощных РЛС с быстрой перестройкой частоты / Г.А. Чико, Г. Скерч // Зарубежная радиоэлектроника. – 1970. – № 5. – С. 32-35.

11. Кандырин Н.П. К вопросу о расширении частотного диапазона формируемых сигналов в цифровых синтезаторах / Н.П. Кандырин, А.М. Дзигора // Системы обработки информации. – Х.: ХВУ, НАНУ, ПАНМ. – 2002. – Вип. 5(21). – С. 88-92.

12. Кандырин Н.П. Моделирование шумовых характеристик цифровых синтезаторов сигналов / Н.П. Кандырин // Системы обработки информации. – Х.: ХУ ПС, 2014. – Вип. 4(120). – С. 7-10.

13. Кандырин Н.П. Методика проектирования комбинированных цифро-аналоговых синтезаторов сигналов / Н.П. Кандырин, А.М. Дзигора, О.А. Шалена // Системы обработки информации. – Х.: ХУ ПС, 2005. – Вип. 2 (42). – С. 41-47.

14. Кандырин Н.П. Цифровое формирование многочастотных сигналов в радиолокации и медицине / Н.П. Кандырин // Системы обработки информации. – Х.: ХУ ПС, 2014. – Вип. 1(117). – С. 26-29.

Поступила в редколлегию 19.08.2014

**Рецензент:** д-р техн. наук, проф. О.И. Сухаревский, Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков.