

Применение частотно-манипулированных сигналов для повышения широкополосности РЛС с АФАР

М.И. Бабочкин, В.Ю. Савостьянов

АО «АЭРОКОМ», 140180, г. Жуковский, МО, ул. Жуковского, 1

E-mail: m.baboki@hotmail.ru

В докладе рассмотрены особенности работы активных фазированных антенных решеток в режимах излучения и приема широкополосных частотно-манипулированных сигналов. Показано влияние полосы сигнала на угол позиционирования луча диаграммы направленности и искажения в спектре принимаемого сигнала. Проведено сравнение свойств широкополосных частотно-манипулированных сигналов с немодулированным внутриимпульсным заполнением и с использованием внутриимпульсной ЛЧМ. Показано, что для достижения субметрового разрешения по дальности необходимо иметь разрядность цифрового фазовращателя в приемо-передающих модулях не менее 9.

The report examines the features of active phased array antenna arrays in the modes of radiation and reception of broadband frequency-manipulated signals. The influence of the signal band on the beam positioning angle of the direction diagram and distortion in the spectrum of the received signal is shown. The properties of broadband frequency-manipulated signals with unmodulated in-pulse filling and using chirp in-pulse are compared. It is shown that in order to achieve a submetre resolution over the range, it is necessary to have a digital 9-bit phase shifter in the Transmit/Receive Modules.

Вопросы улучшения характеристик радиолокационных станций (РЛС) за счет использования перспективных зондирующих сигналов являются актуальными. К таким сигналам, в частности, относятся частотно-манипулированные сигналы (ЧМС). Оптимизация синтеза закона модуляции этих радиолокационных сигналов дает близкую к "кнопочной" форму функции неопределенности (ФН), позволяющей добиться высокой совместной разрешающей способности по дальности и скорости при низком уровне боковых лепестков (УБЛ) трехмерного тела ФН.

Немаловажным фактором с точки зрения практического использования дискретно-кодированных по частоте сигналов является их многообразие при относительной простоте формирования. Некоторые последовательности ЧМС дают в одном ансамбле десятки тысяч последовательностей с приемлемыми взаимно корреляционными свойствами. С одной стороны, с их использованием обеспечивается скрытность работы РЛС, с другой – достаточно легко решается задача устранения неоднозначности измерений в импульсных РЛС с низкой скважностью. Однако придание РЛС свойства широкополосности на практике связано с определенными трудностями, связанными, в основном, с частотно зависимыми характеристиками радиочастотного тракта. Особенности работы с широкополосными и сверхширокополосными сигналами ярко проявляются при использовании фазированных антенных решеток.

Известно, что по сравнению с зеркальными и щелевыми антеннами применение активных фазированных антенных решёток (АФАР), с одной стороны, позволяет существенно улучшить тактические характеристики (электронное управление формой и положением луча, более широкая полоса частот, значительно более высокая скорость сканирования) и показатели надёжности РЛС [1, 2], а с другой – приводит к серьёзным техническим трудностям при реализации субметрового разрешения по дальности, например, при создании режимов радиовидения [3, 4].

Пусть АФАР представляет собой линейку из I излучателей, расположенных эквидистантно с интервалом Δ_d . Предположим, приёмо-передающие модули (ППМ)

АФАР формируют такое амплитудно-фазовое распределение, что для радиосигнала с центральной частотой f_0 диаграмма направленности антенны (ДНА) отклоняется от нормали на угол ε_0 (рис. 1).

Если все ППМ синхронно излучают радиосигналы единичной амплитуды с прямоугольной огибающей длительностью τ_u без внутриимпульсной модуляции, то зондирующее колебание $s(t)$ можно описать следующим выражением:

$$s(t) = \sum_{i=1}^I \text{rect}\{t + (i-1)\Delta_i\} \exp\{j2\pi f_0(t + (i-1)\Delta_i)\}, \quad \text{rect}\{t\} = \begin{cases} 1, & \text{если } 0 \leq t < \tau_u \\ 0, & \text{при других } t \end{cases}$$

где $\Delta_i = \frac{\Delta_d \sin \varepsilon_0}{c}$ – задержка распространения сигнала для соседних излучателей, c – скорость света, $i = 1, 2, \dots, I$ – номер излучателя.

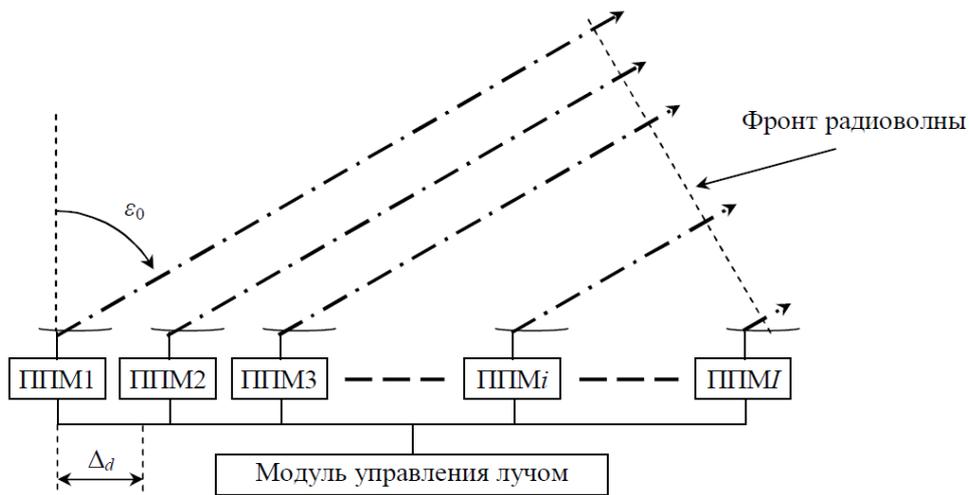


Рис. 1. Формирование зондирующего радиосигнала в АФАР

Результаты расчётов показывают, что при уменьшении τ_u форма огибающей из прямоугольной превращается в трапециевидную или треугольную. В качестве примера на рис. 2 показаны огибающие сигнала $s(t)$ для РЛС X-диапазона при $I = 32$, $\Delta_d = 0,62\lambda_0$ (λ_0 – длина волны, соответствующая частоте f_0) и различных значениях ε_0 для импульса с $\tau_u = 1$ нс.

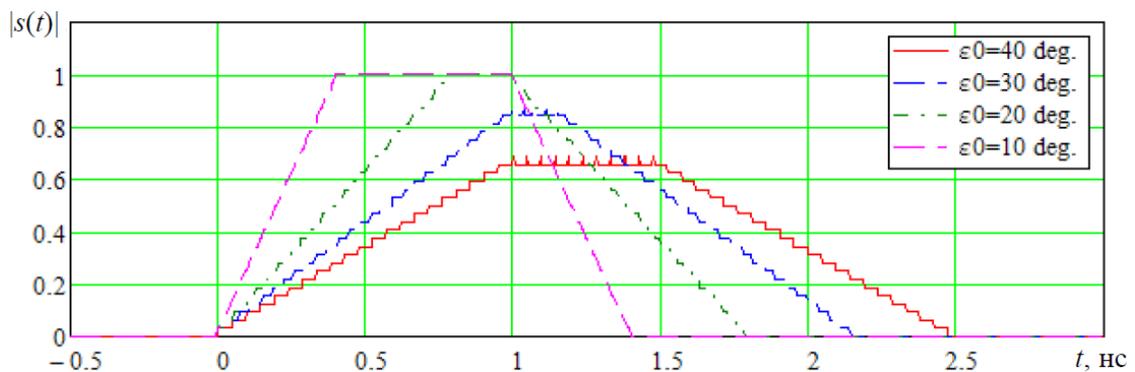


Рис. 2. Вид огибающей для немодулированного сигнала $s(t)$

Аналогичный результат получается для элементов сигнала с фазово-кодовой модуляцией (ФКМ). На рис. 3 показаны огибающие сигнала $s(t)$ при тех же исходных данных для ФКМ сигнала с кодом Баркера 13 и длительностью элемента $\tau_s = 1$ нс.

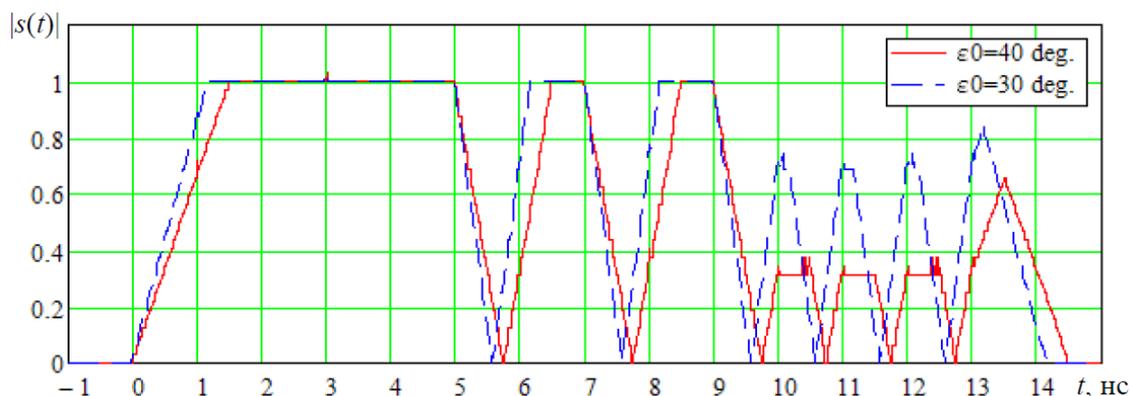


Рис. 3. Вид огибающей для ФКМ сигнала $s(t)$ с кодом Баркера 13

Для устранения таких искажений зондирующего сигнала разработчики АФАР вынуждены включать в схему ППМ управляемые линии задержки, что повышает сложность и стоимость антенной системы, а также увеличивает потери сигнала, но, к сожалению, не решает всех проблем, связанных с применением широкополосных сигналов.

Дело в том, что в антенных решётках с электронным сканированием луча угол отклонения от нормали ε определяется не только расстоянием Δ_d и изменением фаз между излучателями, но и частотой f [1], при этом справедливо соотношение

$$\frac{\sin(\varepsilon_0 + \Delta\varepsilon)}{\sin \varepsilon_0} = \frac{f_0}{f_0 + \Delta f}, \quad (1)$$

где $\Delta f = f - f_0$ – отстройка по частоте относительно f_0 , $\Delta\varepsilon = \varepsilon - \varepsilon_0$ – изменение отклонения луча относительно заданного значения ε_0 .

На рис. 4 представлены зависимости $\Delta\varepsilon$ от Δf при различных значениях ε_0 и тех же исходных данных ($I = 32$, $\Delta_d = 0,62\lambda_0$). Из рисунка видно, что при больших отклонениях луча и изменениях частоты установленное положение луча может отличаться от заданного на несколько значений ширины ДНА. Это означает, что низко- и высокочастотные составляющие спектра частот широкополосного зондирующего сигнала при излучении и приёме будут подвержены амплитудной модуляции, определяемой формой ДНА.

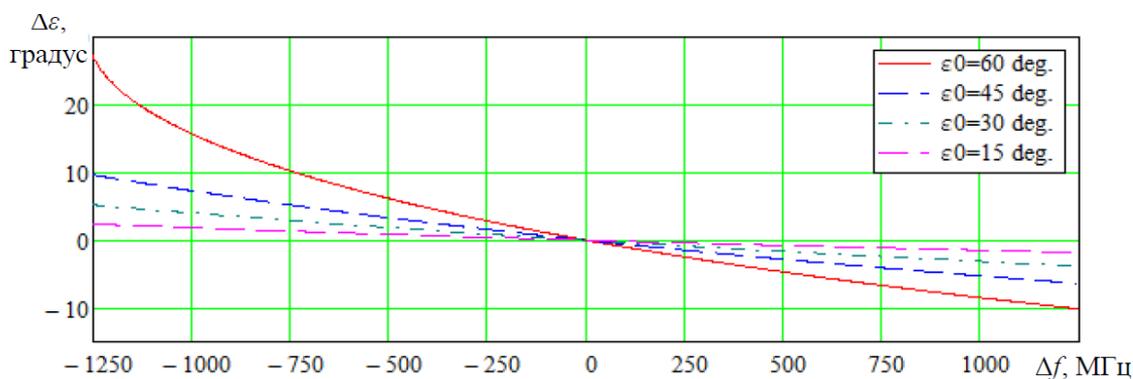


Рис. 4. Изменение угла отклонения луча при перестройке несущей частоты

Если воспользоваться приближёнными формулами для вычисления формы диаграммы направленности антенны [3]:

$$G(\Delta\varepsilon) = \frac{\sin\left(\frac{\pi d_a}{\lambda} \sin(\Delta\varepsilon)\right)}{\frac{\pi d_a}{\lambda} \sin(\Delta\varepsilon)},$$

где d_a – эффективный размер апертуры антенны, то из формулы (1) можно получить следующее выражение для амплитудного спектра сигнала $S_r(\Delta f)$ на входе приёмника:

$$S_r(\Delta f) = S(\Delta f) \cdot G^2(\Delta\varepsilon(\Delta f)) \approx S(\Delta f) \cdot G^2 \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi d_a}{\lambda_0} \sin\left(\arcsin\left(\frac{f_0}{f_0 + \Delta f} \sin \varepsilon_0\right) - \varepsilon_0\right)\right)}{\frac{\pi d_a}{\lambda_0} \sin\left(\arcsin\left(\frac{f_0}{f_0 + \Delta f} \sin \varepsilon_0\right) - \varepsilon_0\right)} \right) \approx$$

$$\approx S(\Delta f) \cdot G^2 \left(\frac{\sin\left(\frac{\pi d_a}{\lambda_0} \sin\left(-\frac{\Delta f}{f_0} \operatorname{tg} \varepsilon_0\right)\right)}{\frac{\pi d_a}{\lambda_0} \sin\left(-\frac{\Delta f}{f_0} \operatorname{tg} \varepsilon_0\right)} \right),$$

где $S(\Delta f)$ – спектр сигнала, подводимого к излучателям АФАР.

В качестве примера при рассмотренных ранее исходных данных и различных значениях угла отклонения ε_0 на рис. 5 изображены спектры сигнала $S_r(\Delta f)$ для немодулированного импульса с $\tau_u = 1$ нс, а на рис. 6 – спектры сигнала $S_r(\Delta f)$ для импульса с линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ) и девиацией частоты $\Delta F = 2$ ГГц.

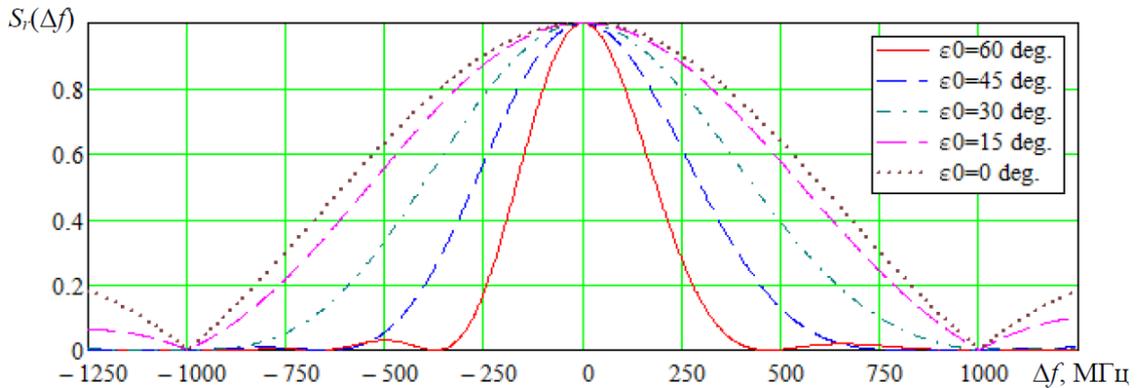


Рис. 5. Спектры сигнала $S_r(\Delta f)$ без внутримпульсной модуляции

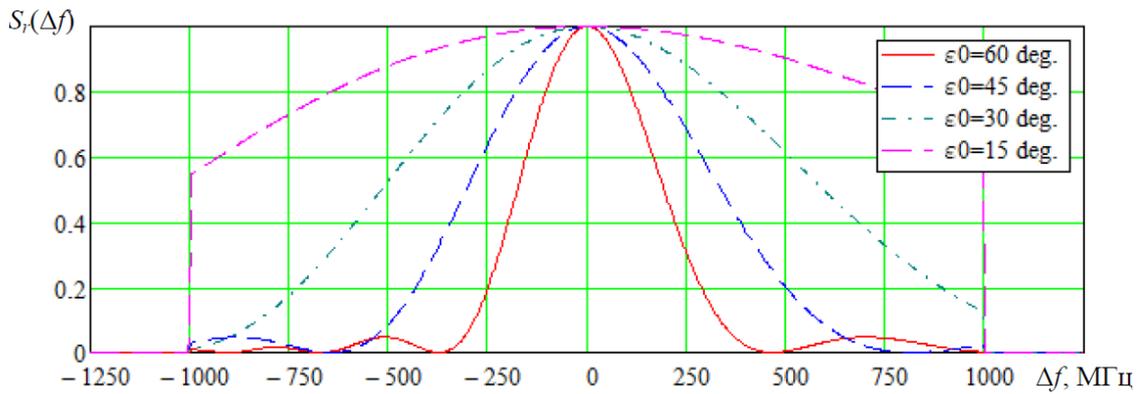


Рис. 6. Спектры сигнала $S_r(\Delta f)$ с ЛЧМ при $\Delta F = 2$ ГГц

Ещё более наглядное представление об искажениях в спектре $S_r(\Delta f)$ даёт рис. 7, из которого видно, что при $\Delta f > 1$ ГГц результирующая ширина спектра частот на входе приёмника РЛС Δf_r для $\varepsilon_0 = 15^\circ$ существенно меньше Δf , а для $\varepsilon_0 \geq 30^\circ$ практически не возрастает, несмотря на дальнейшее увеличение Δf . Так, например, для $\varepsilon = 30^\circ$ ширина спектра $S_r(\Delta f)$ ограничивается величиной около 830 МГц, для $\varepsilon_0 = 45^\circ$ – примерно 480 МГц, а для $\varepsilon_0 = 60^\circ$ – менее 280 МГц. При этом следует отметить, что, если в случае ЛЧМ сигнала с применением весовой обработки даже существенные искажения спектра могут быть вполне допустимы (например, при $\Delta F = 2$ ГГц до значений $\varepsilon_0 \leq 30^\circ$), то для ФКМ сигналов при таких искажениях спектра возрастёт уровень боковых лепестков при сжатии по дальности.

Таким образом, при больших углах отклонения луча не только возрастают энергетические потери в принимаемом сигнале, но и ухудшается разрешающая способность по дальности, т.е. АФАР начинает терять широкополосность – одно из своих главных преимуществ перед другими типами антенных систем. Кроме того, поскольку в соответствии с (1) для низко- и высокочастотных составляющих спектра частот широкополосного зондирующего сигнала положения максимумов ДНА при излучении и приёме соответствуют альтернативным направлениям, это приводит к повышению уровня интегральных помех и снижению скрытности работы РЛС. Следовательно, непосредственное использование широкополосных сигналов в АФАР вызывает серьёзные технические сложности даже при наличии управляемых линий задержки.

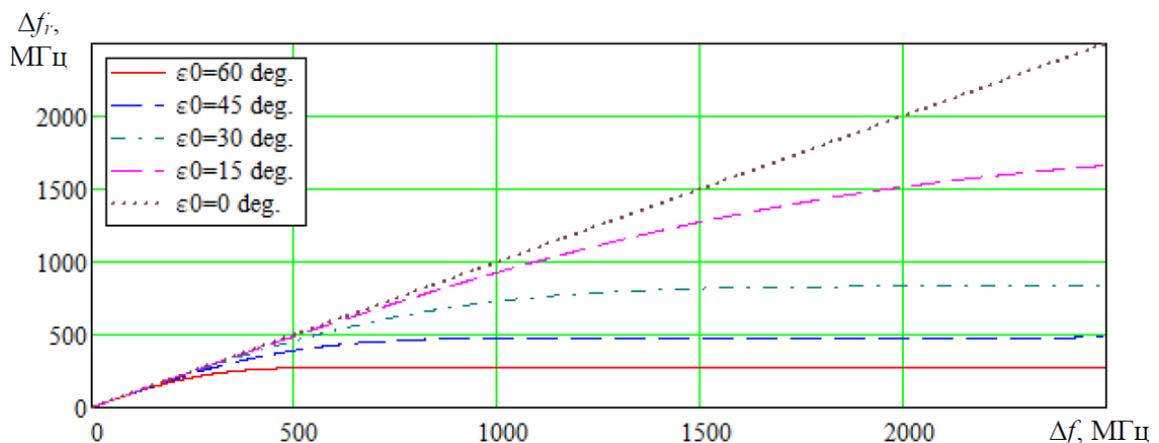


Рис. 7. Результирующая ширина спектра частот на входе приёмника РСА

Теперь оценим эффективность применения в АФАР широкополосных частотно-манипулированных сигналов (ЧМС) с внутриимпульсной ЛЧМ [5, 6].

Предположим, что в каждом периоде повторения импульсов ППМ фазируются в соответствии с законом изменения несущей частоты f_m , где m – номер несущей частоты. Тогда выражение для сигнала $s(t)$ будет следующим:

$$s(t) = \sum_{i=1}^I \text{rect}\{t + (i-1)\Delta_t\} \exp\{j2\pi(f_m(t + (i-1)\Delta_t) + \pi\gamma(t + (i-1)\Delta_t)^2)\},$$

где γ – крутизна ЛЧМ.

Ширина спектра частот Δf в каждом импульсе будет ограничена девиацией частоты $\Delta f = \gamma\tau_u$, значение которой в РЛС с ЧМС находится в диапазоне 20...80 МГц [6, 7]. На рис. 8 показан вид огибающей ($|s(t)|$) и искажений фазы ($\arg\{s(t)\}$) сигнала $s(t)$ для тех же исходных данных при $\tau_u = 12,8$ мкс, $\Delta f = 80$ МГц, $\varepsilon = 40^\circ$ и при отсутствии управляемых линий задержки. Из рисунка видно, что для ЧМС с внутриимпульсной ЛЧМ искажений огибающей и фазы практически не наблюдается.

Из рис. 4 следует, что при $-\Delta f/2 \leq \Delta f \leq \Delta f/2$ для всех значений ε величина $\Delta\varepsilon$ не превышает 0,2...0,3°. Если определить СКО установки луча σ_ε выражением

$$\sigma_\varepsilon = \sqrt{\frac{1}{\Delta f} \int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2} (\Delta\varepsilon(\Delta f))^2 d\Delta f},$$

то в диапазоне используемых значений Δf и ε_0 величина σ_ε не превысит 0,25° (см. рис. 9).

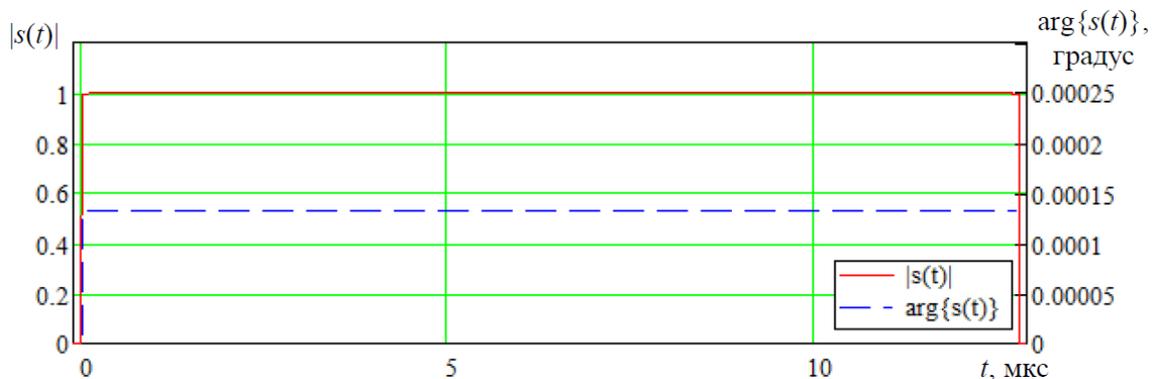


Рис. 8. Вид огибающей и искажений фазы ЧМС с ЛЧМ

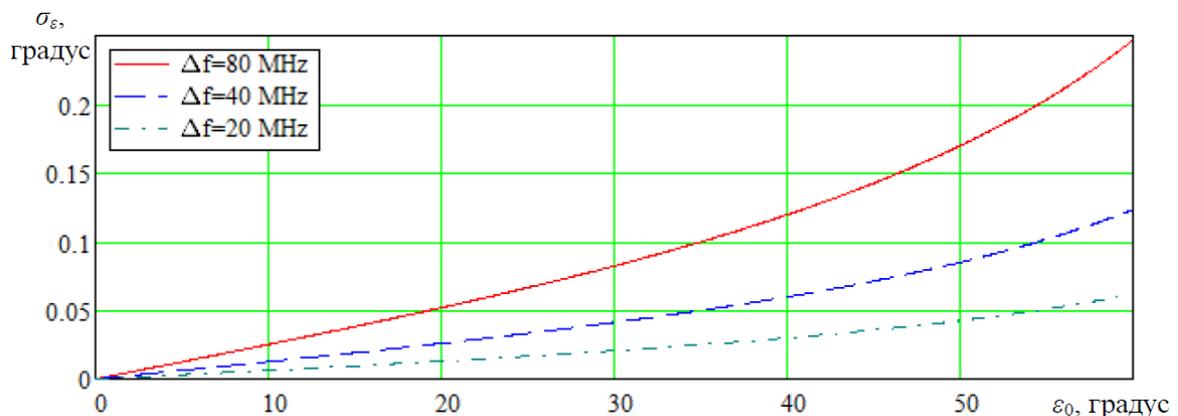


Рис. 9. СКО угла позиционирования луча при использовании ЧМС с ЛЧМ

Таким образом, применение ЧМС с внутриимпульсной ЛЧМ даёт принципиальную возможность реализовать в РЛС с АФАР субметровое разрешение по дальности без потери широкополосности при больших углах отклонения луча. Такие сигналы позволяют получить не только минимум амплитудных и фазовых искажений в принимаемом сигнале, но и достаточно точное позиционирование луча антенны.

Понятно, что для реализации этих возможностей в модуле управления лучом для каждого зондирующего импульса необходимо обеспечить расчёт и выдачу в ППМ амплитудно-фазовых распределений для всех несущих f_m в частотно-манипулированной последовательности. Основная проблема здесь заключается в недостаточной разрядности фазовращателей в существующих схемах управления ППМ (Core Chip). Так, при 6-разрядном фазовращателе на углах отклонения $\varepsilon_0 = 45^\circ$ дискретность установки луча равна примерно 2° , в то время, как для эффективного применения ЧМС необходимо, чтобы она составляла $0,25^\circ$, т.е. фазовращатель был 9-разрядным.

Литература

1. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решёток / Под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2003.
2. Активные фазированные антенные решётки / Под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004.
3. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие для вузов. – М.: Радиотехника, 2005.
4. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений / Под ред. Л.А. Школьного. – М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008.
5. Савостьянов В.Ю., Карпов О.А., Ефимов А.В. Особенности обработки частотно-манипулированных сигналов в РСА // Материалы Всероссийской научной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн». Муром, 27.06–29.06.2017 г. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2017. С.274-280.
6. Ефимов А.В., Савостьянов В.Ю., Титов М.П. Предварительные результаты испытаний малогабаритной РСА Ку-диапазона с частотно-манипулированными сигналами // Материалы II Всероссийской научной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн». Муром, 26.06–28.06.2018 г. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2018. С. 609-616.
7. Савостьянов В.Ю., Карпов О.А., Ефимов А.В. Многофункциональная малогабаритная РЛС Ку-диапазона для лёгкого БЛА // Материалы Всероссийской открытой научной конференции «Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн». Муром, 28.05–30.05.2019 г. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2019. С.389-394.