

Особенности работы радиометрических супергетеродинных приемников с бигармонической накачкой

Р.В. Первушин

Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета, 602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская д.23. E-mail: prv@pochta.ru

Изложены оценки влияния сверхширокополосного сигнала на характеристики апертурных антенн.

The effects of superbroadband signals of characteristics of aperture antennas are expounded.

Качество измерения радиометрическими системами, как показано в [1], определяется параметрами антенной системы измерительного комплекса и особенностями построения приемника. Существенные изменения происходят при работе таких систем состоящих из апертурной антенны и супергетеродинного радиометра. В традиционном супергетеродинном приемнике в качестве гетеродинного сигнала используется гармонический сигнал, а прием ведется по «прямому», «зеркальному» каналу или по обоим каналам одновременно. В последнем случае эквивалентная частота принимаемого сигнала может быть увеличена до двух раз.

Соотношение сигнал/шум на выходе радиометрических приемников описывается известным выражением

$$N = \alpha \left(\frac{G_1}{G_2} \right)^2 \frac{\Delta f}{\Delta F}, \quad (1)$$

где α - коэффициент, характеризующий схему радиометра;

G_1, G_2 - спектральные плотности шумов сигнала и внутренних шумов радиометра соответственно;

Δf - эквивалентная полоса пропускания частот;

ΔF - полоса пропускания выходного фильтра НЧ.

Как видно из выражения одним из путей улучшения соотношения сигнал/шум является увеличения радиометрического выигрыша - $\frac{\Delta f}{\Delta F}$. В приемниках супергетеро-

динного типа эквивалентная полоса пропускания определяется, как правило, полосой пропускания усилителя промежуточной частоты (УПЧ). Причем в приемниках этого типа перенос мощности шумового сигнала из полосы принимаемых частот в полосу пропускания УПЧ осуществляется как по «прямому» так и по «зеркальному» каналам. При постоянной спектральной плотности шумов в принимаемом диапазоне, такой равноценный прием по двум каналам обеспечивает расширение эквивалентной полосы принимаемых частот в два раза [2]. Это обстоятельство позволяет рассматривать преобразование шума в радиометрических приемниках супергетеродинного типа с точки зрения дальнейшего повышения радиометрического выигрыша.

Традиционное преобразование в смесителе супергетеродинного приемника принимаемого сигнала осуществляется с целью последующего извлечения информации. Поэтому используются гетеродины с единственной частотой, а прием ведется по одному из каналов «прямому» или «зеркальному».

Основной информационной характеристикой шумового сигнала, используемого в радиометрах, является уровень мощности или спектральная плотность. Поэтому, в случае постоянной спектральной плотности принимаемого в достаточно широком диапазоне частот сигнала, появляется возможность использовать в смесителе многочастот-

ную гармоническую накачку с целью расширения эквивалентной полосы принимаемых частот и, тем самым, повысить чувствительность радиометра.

Выбирая частоты гармонических колебаний таким образом, чтобы $|f_1 - f_2| \geq 2\Delta f$ (бигармоническая накачка) можно исключить попадание гармонических компонент с разностной частотой в полосу пропускания УПЧ. При этом прием сигнала будет осуществляться по двум «прямым» и двум «зеркальным каналам», что эквивалентно увеличению суммарной полосы пропускания по тракту ВЧ в два раза.

Для оценки влияния приема измеряемого сигнала по двум каналам одновременно ВЧ тракта приемника на диаграмму направленности в [2] выведено выражение

$$\Psi(\theta) = G \left| \begin{array}{cc} \int_{\theta\left(1-\frac{f_H}{2f_0}\right)}^{\theta\left(1+\frac{f_H+\Delta f_2}{2f_0}\right)} \frac{2J_1(\theta)}{\theta} d\theta & \int_{\theta\left(1+\frac{f_H}{2f_0}\right)}^{\theta\left(1+\frac{f_H+\Delta f_2}{2f_0}\right)} \frac{2J_1(\theta)}{\theta} d\theta \\ \int_{\theta\left(1-\frac{f_H+\Delta f_2}{2f_0}\right)}^{\theta\left(1-\frac{f_H}{2f_0}\right)} \frac{2J_1(\theta)}{\theta} d\theta & \int_{\theta\left(1+\frac{f_H}{2f_0}\right)}^{\theta\left(1+\frac{f_H+\Delta f_2}{2f_0}\right)} \frac{2J_1(\theta)}{\theta} d\theta \end{array} \right|, \quad (2)$$

где f_0 - центральная полоса приема ВЧ тракта;

f_H - нижняя частота полосы пропускания тракта промежуточной частоты приемника;

Δf_2 - полоса пропускания тракта промежуточной частоты приемника;

$J_1(\theta)$ - функция Бесселя первого порядка.

Отмечено что, с точки зрения частотных характеристик, приведенных к входу измерительной системы, систему можно представить как полоснопропускающий фильтр с полосой пропускания $\Delta f_{\alpha 1} = 2(f_H + \Delta f_2)$ и внутренней полосой режекции $\Delta f_{\alpha 2} = 2\Delta f_2$.

При переходе к приемнику с двухчастотной накачкой гетеродина выражение, описывающее диаграмму направленности радиометрической системы, принимает вид

$$\Psi(\theta) = G \left| \begin{array}{cc} \int_{\theta\left(1-\frac{f_H}{2(f_0-\Delta f_0)_0}\right)}^{\theta\left(1+\frac{f_H+\Delta f_2}{2(f_0-\Delta f_0)_0}\right)} \frac{2J_1(\theta)}{\theta} d\theta & \int_{\theta\left(1+\frac{f_H}{2(f_0-\Delta f_0)_0}\right)}^{\theta\left(1+\frac{f_H+\Delta f_2}{2(f_0-\Delta f_0)_0}\right)} \frac{2J_1(\theta)}{\theta} d\theta \\ \int_{\theta\left(1-\frac{f_H+\Delta f_2}{2(f_0-\Delta f_0)_0}\right)}^{\theta\left(1-\frac{f_H}{2(f_0-\Delta f_0)_0}\right)} \frac{2J_1(\theta)}{\theta} d\theta & \int_{\theta\left(1+\frac{f_H}{2(f_0-\Delta f_0)_0}\right)}^{\theta\left(1+\frac{f_H+\Delta f_2}{2(f_0-\Delta f_0)_0}\right)} \frac{2J_1(\theta)}{\theta} d\theta \\ + \int_{\theta\left(1-\frac{f_H}{2(f_0+\Delta f_0)_0}\right)}^{\theta\left(1+\frac{f_H+\Delta f_2}{2(f_0+\Delta f_0)_0}\right)} \frac{2J_1(\theta)}{\theta} d\theta & \int_{\theta\left(1+\frac{f_H+\Delta f_2}{2(f_0+\Delta f_0)_0}\right)}^{\theta\left(1+\frac{f_H}{2(f_0+\Delta f_0)_0}\right)} \frac{2J_1(\theta)}{\theta} d\theta \\ + \int_{\theta\left(1-\frac{f_H+\Delta f_2}{2(f_0+\Delta f_0)_0}\right)}^{\theta\left(1-\frac{f_H}{2(f_0+\Delta f_0)_0}\right)} \frac{2J_1(\theta)}{\theta} d\theta & \int_{\theta\left(1+\frac{f_H}{2(f_0+\Delta f_0)_0}\right)}^{\theta\left(1+\frac{f_H+\Delta f_2}{2(f_0+\Delta f_0)_0}\right)} \frac{2J_1(\theta)}{\theta} d\theta \end{array} \right|, \quad (3)$$

где $\Delta f_0 = \frac{f_1 - f_2}{2}$ - центральная частота приемного тракта.

При этом возможны два варианта формирования полоснопропускающих фильтров. В первом, когда $|f_1 - f_2| = 2\Delta f$, с полосой пропускания $\Delta f_{\alpha 1} = 4(f_H + \Delta f_2)$ и двумя внутренними полосами режекции $\Delta f_{\alpha 2} = 2\Delta f_1$ и центральными полосами f_1 и f_2 , соответствующим частотам гетеродина. Во втором, когда $|f_1 - f_2| > 2\Delta f$, с полосой пропускания $\Delta f_{\alpha 1} = 4(f_H + \Delta f_2)$ к двум ранее описанным полосам режекции добавляется третья с центральной частотой Δf_0 и шириной $\Delta f_{\alpha 3} = f_1 - f_2 - 2\Delta f_H$.

На рисунке 1 представлены графики, отображающий ДН антенны, для первого случая соотношения двух частот накачки гетеродина, и следующих случаев: $f1(\theta)$ при $\Delta f = 0,25f_0$; $f15(\theta)$ при $\Delta f = 0,25f_0$, $\Delta f_2 = 0,0625f_0$ и $\Delta f_3 = 0,125f_0$; $f25(\theta)$ при $\Delta f = 0,25f_0$, $\Delta f_2 = 0,125f_0$ и $\Delta f_3 = 0,125f_0$.

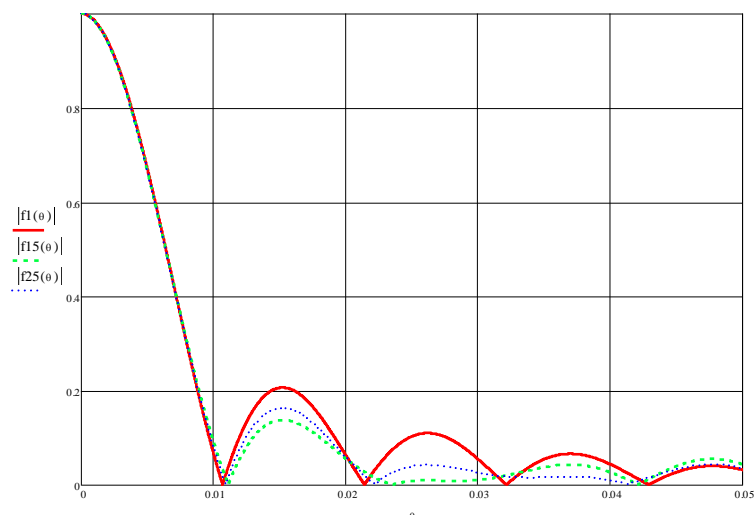


Рис.1. Влияние на ДН апертурной антенны полосы режекции.

На рисунке 2 представлены графики, отображающий ДН антенны, для второго случая соотношения двух частот накачки гетеродина, и следующих случаев: $f_1(\theta)$ при $\Delta f = 0,25f_0$; $f_{16}(\theta)$ при $\Delta f = 0,25f_0$, $\Delta f_2 = 0,0625f_0$, $\Delta f_3 = 0,125f_0$ и $\Delta f_{\text{ex3}} = 0,0625f_0$; $f_{26}(\theta)$ при $\Delta f = 0,25f_0$, $\Delta f_2 = 0,0625f_0$, $\Delta f_3 = 0,125f_0$ и $\Delta f_{\text{ex3}} = 0,125f_0$.

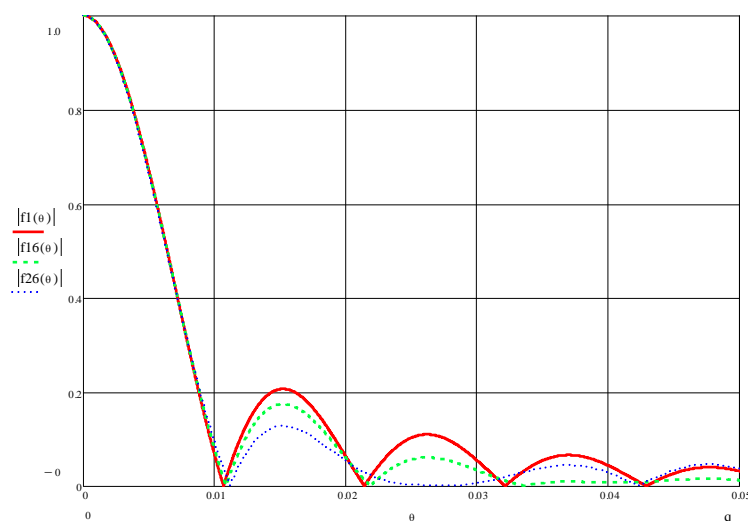


Рис.2. Влияние на ДН апертурной антенны полосы режекции.

Как следует из анализа графиков, изменения, при этом, происходят как в главном лепестке ДН, так и в ее боковых лепестках, происходит смещение «нулей».

Таким образом, при выборе принципов калибровки измерительных систем с апертурными антеннами и работающими со сверхширокополосными сигналами необходимо на этапе изготовления осуществлять контроль сквозной амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) системы. На этапе эксплуатации выбирать калибровочный сигнал, спектр которого согласован с АЧХ измерительной системы или гарантированно его превышает, и осуществлять регулярный контроль этой характеристики и спектра калибровочного сигнала.

В докладе приводятся результаты численного моделирования влияния приема сверхширокополосного сигнала измерительной системы, построенной по супергетеродинной схеме с бигармонической накачкой.

Литература

1. Первушин Р.В. Особенности формирования диаграмм направленности апретурными антеннами. // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике [Электронный ресурс]: Всероссийские радиофизические научные чтения-конференции памяти Н.А. Арманда. Сб. докладов III Всероссийской научной конференции (Муром, 28 июня – 1 июля 2010 г.). – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2010. –306 с.:ил. –1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – Систем. требования: IBM PC. Microsoft Windows 98/2000/XP/Vista. Adobe Acrobat Reader 6.0. Internet Explorer 6.0 – Загл. с экрана. -№ гос. регистрации 0321001175. – С.100-103.
2. Первушин Р.В. Особенности калибровки радиометрических систем с зеркальным каналом приема.// Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред [Электронный ресурс]: сб. докладов Четвёртой Всероссийской научной школы и конференции. Муром, 30 июня – 3 июля 2009 г. – Муром: Изд. –полиграфический центр МИ ВлГУ, 2009. –433 с.:ил. № гос. регистрации 0320901239. – С.366-368.