

Макет компенсатора дисперсионных искажений широкополосных сигналов в трансionoсферных космических радиолиниях

М.В. Терентьев, Н.П. Чубинский

Московский физико-технический институт (государственный университет), 141701,
Московская обл., г. Долгопрудный, Институтский пер., 9, E-mail: terentev.mv@mipt.ru,
nchub@mail.mipt.ru

Предложена модель устройства компенсации фазовых искажений широкополосных сигналов при прохождении через ионосферу, обусловленных её дисперсионными свойствами. Приведены результаты моделирования компенсатора, подтверждающие принципиальную возможность использования его для повышения скоростей потоков данных в космических трансionoсферных радиолиниях.

The device equalizing ionospheric dispersive phase distortions of broadband signals is proposed. The results of simulation confirm the possibility of increase of data transfer rate in transionoсpheric space radio channels.

В современных космических системах связи широкое применение нашли широкополосные сигналы. Однако при распространении таких сигналов через ионосферу, по причине ее дисперсионных свойств, происходит изменение фазовых соотношений между гармоническими составляющими сигнала, что приводит к искажениям и даже потере информации. Поэтому задача компенсации дисперсионных искажений радиосигналов при трансionoсферном распространении является актуальной.

Полная фаза сигнала на радиотрассе имеет две составляющие: линейный по частоте набег фазы на всей длине трассы и нелинейную, зависящую от параметров ионосферы в области распространения. С учётом вида ионосферной дисперсии для частот, значительно превышающих её критические частоты, общая фаза сигнала в точке приёма содержит линейную и нелинейную составляющие и может быть выражена следующим образом:

$$\varphi_{\Sigma} = \varphi_{\text{л}} + \varphi_{\text{н}} = 2\pi r f / c - 0,844 \cdot 10^{-6} \cdot N_i / f, \text{ рад} \quad (1)$$

где r – полная длина трассы,

N_i (эл/м²) – полное содержание электронов (ПСЭ) на трассе распространения сигнала.

Задача коррекции искажений сигналов сводится к компенсации нелинейной составляющей фазовой характеристики. Привлекательным вариантом решения является фазокорректирующий фильтр, состоящий из N резонансных элементов связи с частотами f_i в пределах рабочей полосы $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$, включенных между двумя согласованными линиями (порты 2 и 4) в точках l_i [1] (Рис.1). Порт 1 является входом, порт 3 – выходом фильтра, а порты 2 и 3 – согласованы. Частоты фильтров выбираются так, чтобы амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) соседних фильтров пересекались на уровне – 10 дБ.

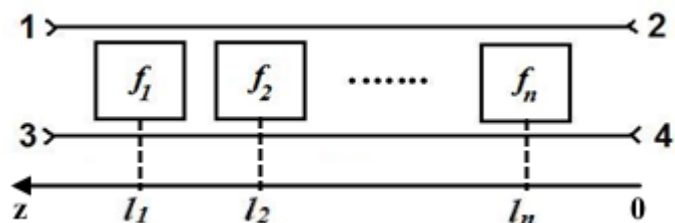


Рис.1. Схема фазокорректирующего устройства

Поскольку фазовые скорости волн в ионосфере увеличиваются с понижением частоты, то резонансные частоты фильтров для компенсации фазовых искажений должны убывать слева направо $f_1 > f_2 > \dots > f_n > f_n$. При этом на выходном порте 3 формируется скорректированный сигнал. Для компенсации этих искажений сигнала фазовая характеристика фильтра должна быть максимально приближена к нелинейной составляющей фазы сигнала, взятой с обратным знаком. Степень компенсации зависит от количества резонансных элементов в фильтре, их добротностей, и координат расположения. В X-диапазоне в качестве отдельного звена корректора целесообразно использовать микрополосковый направленный фильтр бегущей волны (НФБВ) на кольцевом резонаторе[2].

Поскольку нелинейная составляющая фазы сигнала зависит от полного содержания электронов на радиотрассе, для моделирования компенсатора было взято максимальное статистическое значение ПСЭ для радиотрасс, рассмотренных в работе [1], составляющее $9 \cdot 10^{17}$ эл/м². Для полосы частот 8000...8400 МГц данные значения ПСЭ не приводят к значимым искажениям радиосигнала (они становятся значимыми для полос шириной больше 500 МГц) [1]. Поэтому для проведения моделирования была выбрана рабочая полоса частот вдвое шире – 7800...8600 МГц, с той же центральной частотой 8200 МГц. При таких условиях дифференциальная задержка распространения крайних гармонических составляющих сигнала становится сравнимой с длительностью радиоимпульса, что приводит к недопустимым искажениям[1].

На Рис.2 приведен качественный график дисперсионных искажений, взятых с обратным знаком. Оценку необходимого числа НФБВ можно сделать исходя из величины их добротностей и условия пересечения их АЧХ на уровне – 10 дБ. Первый параметр можно определить, установив требования к уровню развязки соседних НФБВ около 20 дБ. Средняя добротность при этом составит около 100. Отсюда определяется число НФБВ и их расположение на частотной оси во всей полосе частот корректирующего фильтра. Отметив найденные частоты на Рис. 2, определим точки на фазовой кривой AB_iC , ординаты которых дают величины фазовых задержек до средних точек l_i расположения НФБВ:

$$\Delta\varphi(f_i) = 4\pi l_i / \Lambda(f_i) \quad (2)$$

где $\Lambda(f_i)$ – соответствующая длина волны в микрополосковой линии трактов 1-2 и 3-4.

Мы опускаем набег фазы в каждом НФБВ (он невелик и составляет $\pm 50^\circ$ в пределах его полосы), поскольку он приблизительно одинаков для всех частот, что соответствует параллельному смещению кривой на Рис. 2 и не вносит дисперсионных искажений.

Учитывая вышесказанное, было выбрано девять НФБВ со следующими резонансными частотами: 7800, 7900, 8000, 8100, 8200, 8300, 8400, 8500, 8600 МГц. Добротность звеньев была уточнена, исходя из следующих соображений: значение нормированной амплитудной характеристики каждого звена на резонансных частотах соседнего звена не должно быть ниже уровня -10 дБ, чтобы амплитудная

характеристика исходного широкополосного сигнала не претерпела существенных искажений при его прохождении через компенсатор[3], и составила около 130. Каждый НФБВ был смоделирован и настроен на свою резонансную частоту и требуемую добротность. Затем все звенья в соответствии со схемой были объединены в единый корректор и включены между его трактами в точках l_i , определенных согласно (2). В качестве диэлектрической подложки выбран ламинат с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 9,7$ и тангенсом угла диэлектрических потерь $tg\delta = 0,0022$.

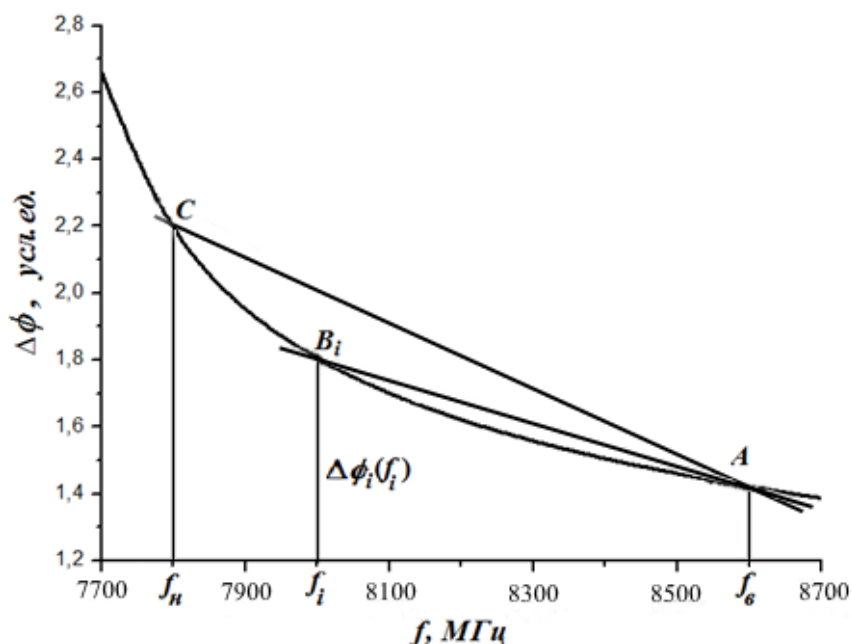


Рис.2. Нелинейная составляющая фазы сигнала, возникающая из-за ионосферной дисперсии

С учётом того, что в каждом поддиапазоне в 100 МГц рассматриваемой полосы частот фазовая характеристика компенсатора определяется в основном только двумя резонансными звеньями с резонансами в этой полосе, настройку фазовой характеристики устройства в каждом поддиапазоне может быть произведена варьированием длин l_i микрополосковых линий, соединяющих эти звенья компенсатора. Точную оценку длин соединительных линий произвести сложно, поскольку между соседними резонаторами присутствует связь по причине того, что их резонансные частоты близки, а добротности не столь высоки. Более точную настройку фазовой характеристики компенсатора возможно произвести программно в пакетах моделирования. Полученные в результате настройки компенсатора амплитудная и фазовая характеристики устройства изображены на Рис.3 и Рис.4 соответственно.

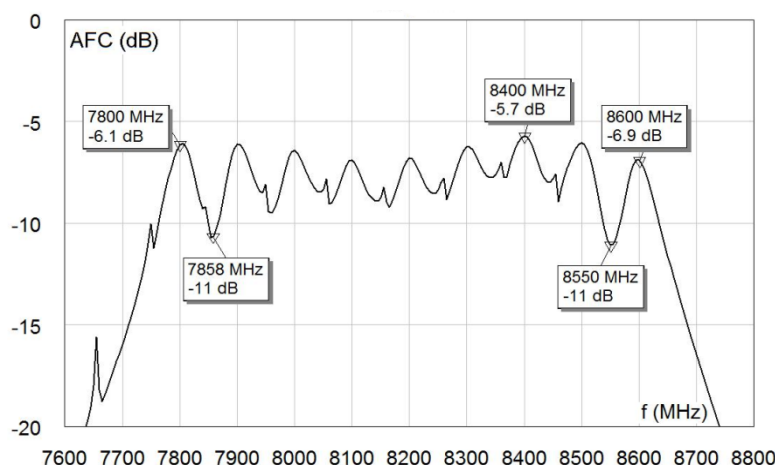


Рис.3. Амплитудно-частотная характеристика настроенного компенсатора

Оптимизированные зазоры между соседними звеньями НФБВ составили 2,0...3,5 мм. Колебания амплитудной характеристике не превышают ± 3 дБ, средний уровень амплитудной характеристики около -8 дБ, что некритично, поскольку принимаемый сигнал в любом случае усиливается перед коррекцией и обработкой. На Рис.5 показаны ошибки компенсации фазы искаженного сигнала настроенным компенсатором, максимальные значения которых не более 20° .

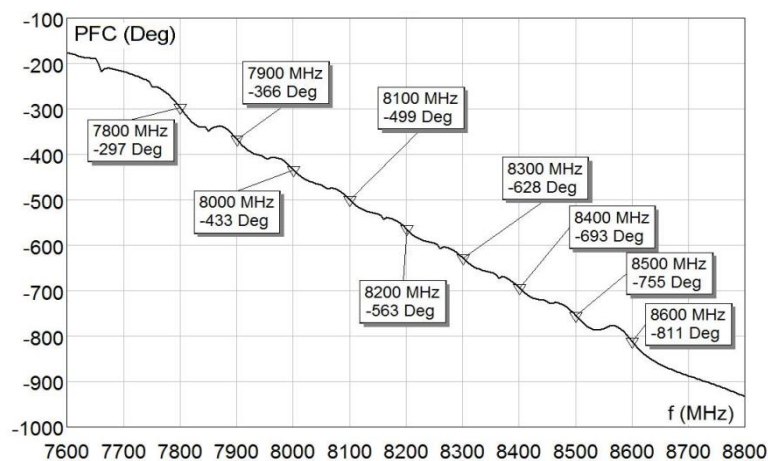


Рис.4. Фазочастотная характеристика настроенного компенсатора

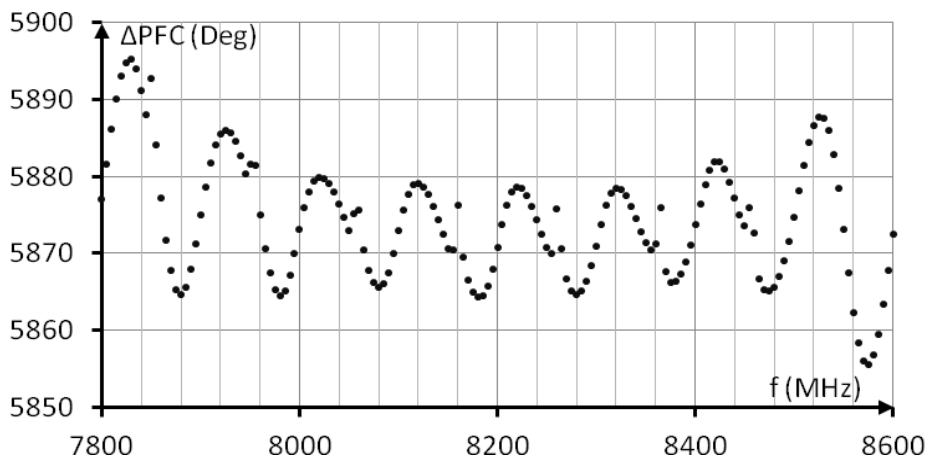


Рис.5. Ошибки компенсации фазы сигнала

В силу того, что в сеансах связи для движущихся относительно друг друга объектов трасса распространения волн изменяется из-за вариаций параметров ионосферы, возникает необходимость в изменении настройки фазовой характеристики компенсатора в реальном времени. Регулировка может осуществляться изменением коэффициента укорочения линий, связывающих соседние резонансные звенья фильтра [4], за счёт размещения в них сосредоточенных элементов с изменяемым сопротивлением [5]. Это предложение должно быть уточнено при корректном учете возможностей регулирования фазовой скорости в трактах 1-2 и 3-4. Учитывая малые габариты фазового корректора в микрополосковом варианте, возможно, иметь несколько отдельных корректоров, настроенных на типовые радиотрассы.

При использовании названной методики расчета компоновки НФБВ вдоль трактов фазового корректора необходимо убедиться в том, что расстояния между центрами соседних контуров не менее $l_{i+1} - l_i \geq \Lambda_i/4 + \delta$, где $\delta \geq 3w$ минимальное расстояние между проводниками микрополосковых линий НФБВ (w – ширина проводника кольцевого резонатора).

Построение аналогичных фазовых корректоров в других, более низкочастотных диапазонах приводит к увеличению длины трактов, что может противоречить габаритным ограничениям. В этом случае целесообразно использовать схемотехнику сосредоточенных радиоэлементов.

Выводы

Результатами работы являются:

- методика оценки основных параметров компенсатора фазовых искажений, позволяющая существенно упростить и уменьшить процесс оптимизации параметров прибора;
- определение основных параметров макета компенсатора фазовых искажений широкополосных сигналов в трансферных радиоканалах, позволяющего увеличить скорости потоков данных в сеансах связи.

Литература

1. М.В. Терентьев, Н.П. Чубинский. Компенсация дисперсионных искажений, ограничивающих полосу частот космической радиолнии// VI Всероссийские Армандовские чтения.– 2016. –С. 426–429.
2. Franklin S. Coale. A Traveling-Wave Directional Filter// IRE transactions on microwave theory and techniques.– October 1956. –С. 256–260.
3. А.Н. Шурховецкий. Многоканальная частотно-избирательная система СВЧ диапазона на основе направленных фильтров бегущей волны// Инженерный вестник Дона.– №4. 2010. –С. 457–468.
4. Л.Г. Малорацкий. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ.– Москва: Сов. радио, 1976.
5. Э.Н. Глушеченко. Принципы управления резонансной частотой микрополоскового направленного фильтра// Современные информационные и электронные технологии.– 2015. –С. 166–167.