

# **КУРСОВАЯ РАБОТА**

на тему:

**Двухзеркальная антенна Кассегрена**

Выполнил: \_\_\_\_\_

Проверил: \_\_\_\_\_

Задание на курсовую работу.

Спутник находится на геостационарной орбите и используется как ретранслятор для телевизионного вещания.

Спроектировать приемную наземную антенну в сантиметровом диапазоне радиоволн.

Исходные данные для проектирования:

несущая частота передаваемого сигнала –  $f_0 = 11727$  МГц;

мощность передатчика –  $P_1 = 85$  Вт;

коэффициент усиления бортовой передающей антенны –  $G_1 = 37$  дБ = 5012раз;

мощность на входе малошумящего приемного устройства –  $P_2 = -110$  дБВт;

Коэффициенты полезного действия фидеров на приеме и передаче положить равными 1.

Протяженность радиолинии Земля – ИСЗ составляют 41700 км.

Содержание	
1. Введение	4
2. Теоретическая часть.	6
2.1. Основные теоретические положения разработки двухзеркальной антенны Кассегрена	6
3. Расчетная часть.	16
3.1. Расчет коэффициента усиления передающей антенны.	16
3.2. Расчет параметров антенны Кассегрена	17
3.3. Разработка конструкции фидерного тракта	25
4. Заключение	31
5. Список использованной литературы	32
6. Приложение	33

## 1. Введение

Общими недостатками однозеркальных антенн являются неудобство вывода высокочастотной энергии к облучателю, относительно большие продольные размеры (фокусное расстояние сравнимо с диаметром зеркала) и ограниченный сектор сканирования при смещении облучателя из фокуса в фокальной плоскости. Длинный фидерный тракт и система крепления облучателя увеличивают массу антенны, затенение раскрыва и рассеяние энергии. В случае использования сложных облучателей (моноимпульсные и сканирующие однозеркальные антенны) этот недостаток проявляется еще сильнее. При выборе размеров антенны для обеспечения необходимых параметров у обычной однозеркальной антенны мало степеней свободы, ее возможности ограничены сменой соотношения диаметра зеркала к фокусному расстоянию, а также изменением в небольших пределах диаграммы направленности облучателя.

Этих недостатков практически лишены многозеркальные антенны. Их можно классифицировать по количеству зеркал и форме их профиля. Таких антенн много. Простейшие из них – двухзеркальные антенна Кассегрена и антенна Грегори.

Двухзеркальные антенны обычно имеют меньшие продольные размеры по сравнению с однозеркальными, позволяют более точно реализовать необходимые параметры, поскольку можно управлять размерами и формой большего количества элементов (два зеркала, облучатель, расстояние между ними). У двухзеркальных антенн облучатель можно размещать непосредственно у вершины основного зеркала. Это упрощает конструкцию антенны (особенно, если облучатель сложный) и укорачивает длину фидера, что способствует уменьшению массы антенны, увеличению ее КПД и снижению шумовой температуры.

Возможности двухзеркальных простых и аплантических систем по сканированию путем перемещения отдельных элементов системы тоже выше, чем у обычных однозеркальных. В двухзеркальных антеннах

появляются дополнительные возможности для реализации широкоугольного сканирования и уменьшения затенения раскрыва с помощью использования малых зеркал, выполненных из параллельных проводов (трансрефлекторов), и больших зеркал с поворотом плоскости поляризации (твистрефлекторов). Затенение целиком устраняется в несимметричных двухзеркальных антеннах. Двухзеркальные антенны удобны для построения многоканальных и многофункциональных систем.

Можно назвать такие преимущества двухзеркальных антенн по сравнению с обычными однозеркальными как:

- меньшие продольные размеры;
- существенно меньшая длина фидерного тракта, что позволяет увеличить отношение "сигнал/шум";
- меньшая шумовая температура, так как рассеянная часть энергии облучателя направлена в переднюю малошумящую полусферу;
- возможность качания луча без использования высокочастотного вращающегося сочленения для вращения малого зеркала;
- большее количество степеней свободы и облегчение вследствие этого синтеза заданных диаграмм направленности;
- возможность существенно увеличить коэффициент использования поверхности (КИП).

## 2. Теоретическая часть.

### 2.1. Основные теоретические положения разработки двухзеркальной антенны Кассегрена.

Предложенная в 1672 г. для построения оптических телескопов схема Кассегрена (Рис.1) используется при создании антенных систем диапазона СВЧ, при достаточно больших относительных размерах раскрывов зеркал.

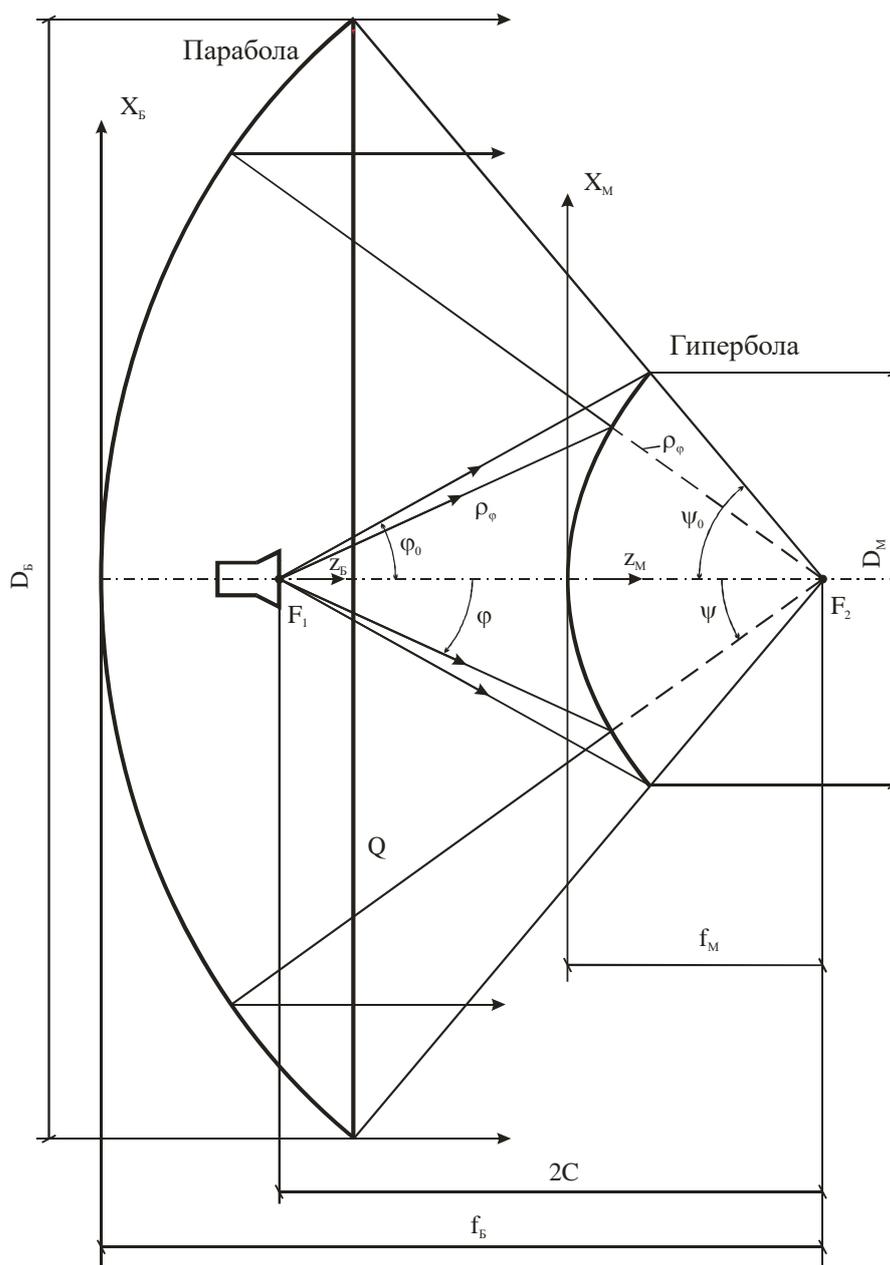


Рис.1. Схема антенны Кассегрена

В антеннах Кассегрена используются свойства отражения электромагнитных волн от поверхностей второго порядка. Излучаемая

источником, сферическая волна, фазовый центр которой, совпадает с одним из фокусов поверхности второго порядка, после отражения от нее, снова превращается в сферическую волну, фазовый центр которой, совпадает с другим фокусом этой поверхности.

Основное зеркало в антеннах Кассегрена представляет собой симметрично усеченный параболоид вращения (ПВ) с фокусом, расположенным в точке  $F_2$ , и фокусным расстоянием  $f_B$  (см. Рис. 1). Секущая плоскость  $Q$  (плоскость раскрыва) перпендикулярна к фокальной оси параболоида  $F_1F_2$ , которая одновременно является осью симметрии антенны.

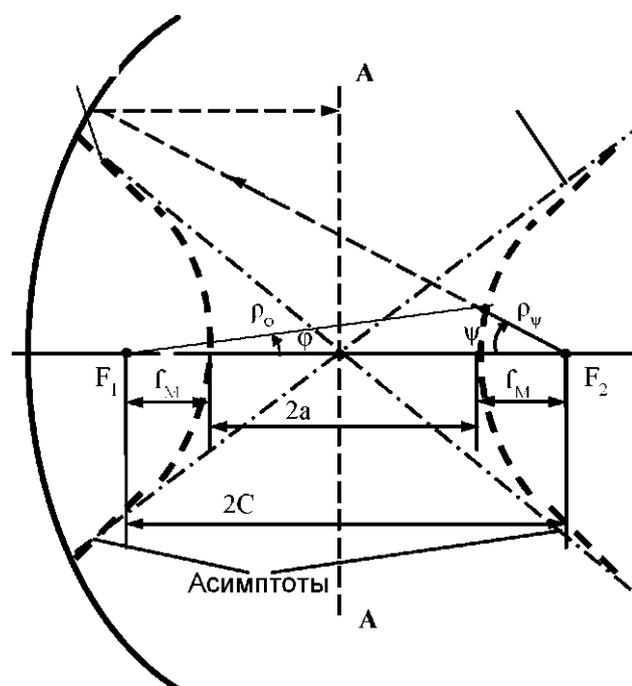


Рис.2

Вспомогательное зеркало в антеннах Кассегрена - симметрично усеченный гиперboloид вращения, софокусный параболоиду в точке  $F_2$ . Фокальные оси гиперboloида и параболоида совпадают. Второй фокус гиперboloида  $F_1$  находится на оси симметрии и обычно расположен вблизи вершины параболоида. На Рис.1 приведены следующие обозначения:

$\psi_0$  – половина предельного угла раскрыва параболоида (а также и гиперboloида);

$f_B$  и  $f_M$  – фокусные расстояния параболоида и гиперboloида соответственно.

На Рис.2 показано взаимное расположение параболы и ветвей гиперболы в антенне Кассегрена. Гиперболоид является двуполостной поверхностью, симметричной как относительно фокальной оси, так и относительно плоскости А, проведенной перпендикулярно к оси симметрии через середину расстояния между фокусами  $F_1$  и  $F_2$ .

Сечение двуполостного гиперболоида плоскостью чертежа показано на Рис.2 пунктирными линиями. В качестве образующей кривой малого зеркала обычно используется правая ветвь гиперболы (I), поскольку система с вогнутым зеркалом – левая ветвь гиперболы (II) – способна работать лишь с очень длиннофокусными параболоидами, что конструктивно неудобно.

Как известно, разность расстояний от фокусов до произвольной точки на поверхности гиперболы постоянна, т.е.  $\rho_\phi - \rho_\psi = 2a$ , где  $2a$  – расстояние между его вершинами (Рис.2).

Расстояние между фокусами гиперболоида  $2C = 2a + 2f_M$ .

Эксцентриситет образующей гиперболы  $e = C/a > 1$ .

В антенне Кассегрена фазовый центр источника совмещается со вторым фокусом гиперболоида  $F_1$  (Рис.1). Вследствие указанного выше свойства отражения от поверхностей второго порядка волна, создаваемая источником, после отражения от поверхности гиперболоида снова оказывается сферической с мнимым фазовым центром  $F_2$ . Но поскольку этот центр совмещен с фокусом параболоида, то дальнейший ход лучей в антенне оказывается таким же, как и в обычной однозеркальной антенне с параболоидом вращения, облучаемым из фокуса. Следовательно, в плоскости раскрыва рассматриваемой двухзеркальной антенны образуется плоский волновой фронт.

Кривые второго порядка образующие кривые поверхностей отражающих зеркал в антенне Кассегрена - имеют ряд общих закономерностей.

Запишем уравнение кривой второго порядка в полярной системе координат  $\rho, \psi$ . Тогда, относительно ближнего фокуса  $F_2$ , оно будет иметь следующий вид:

$$\rho_{\psi} = f_M(1 + e)/(1 + e \cos \psi) \quad (2.1)$$

где  $f_M$  – фокусное расстояние (расстояние от вершины кривой до ближайшего фокуса);  $e$  – эксцентриситет.

В зависимости от численного значения эксцентриситета уравнение (1.1) описывает такие кривые как:

$e = 0$  – окружность;

$e = 1$  – параболу;

$\infty > e = e_k > 1$  – семейство гипербол;

$0 < e = e_r < 1$  – семейство эллипсов;

$e = \infty$  – прямую.

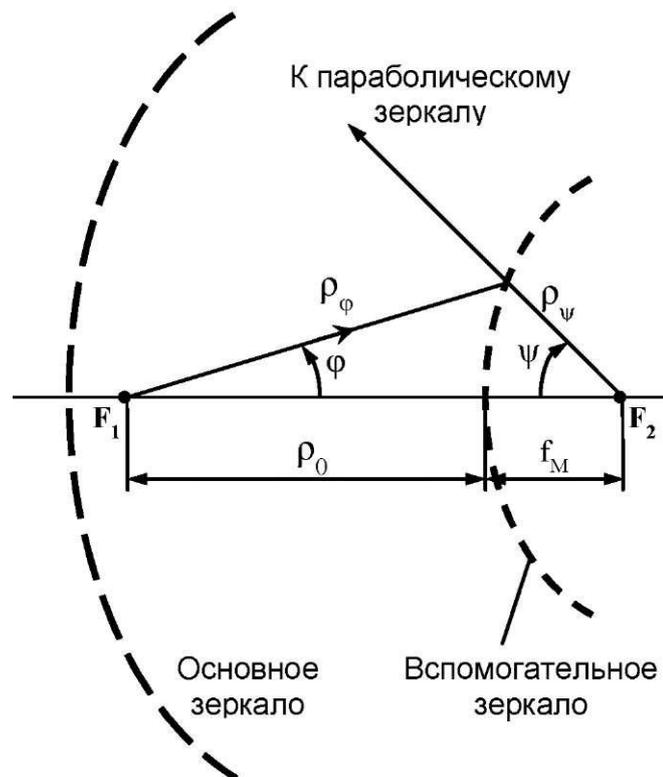


Рис.3.

Уравнение этой же кривой, но записанное относительно второго (дальнего) фокуса  $F_1$ , будет имеет вид:

$$\rho_{\varphi} = f_M(1 + e)/|1 - e \cos \varphi|$$

Расстояние от вершины кривой до этого фокуса:

$$\rho_0 = f_M(e_k + 1)/(e_k - 1)$$

Углы  $\varphi$  и  $\psi$  (см. Рис.3) связаны между собой и эксцентриситетом кривой общим соотношением

$$\operatorname{tg}(\psi/2) = [(e_k + 1)/(e_k - 1)] \operatorname{tg}(\varphi/2)$$

На Рис.4 взаимосвязь между углами  $\varphi$  и  $\psi$  (а потому и между  $\varphi_0$  и  $\psi_0$ ) представлена графически. В качестве параметра взят эксцентриситет гиперболы.

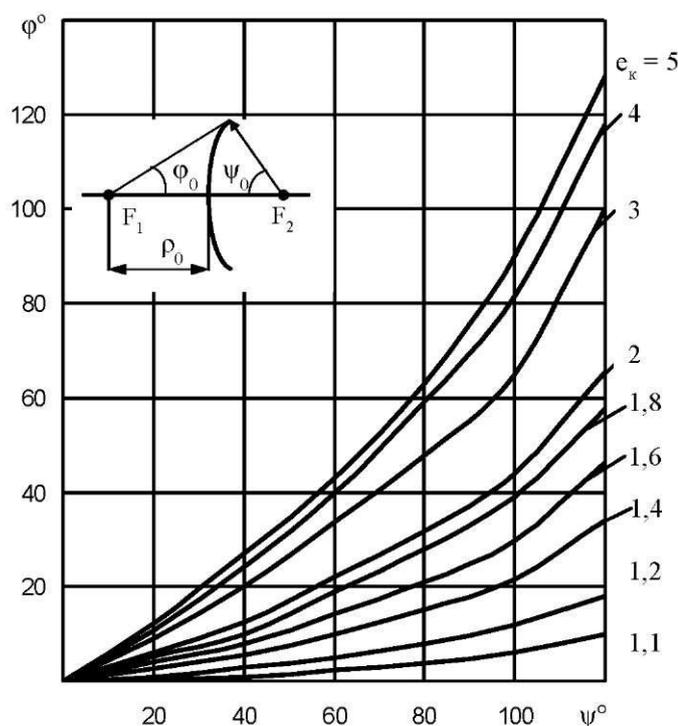


Рис.4

В приближении геометрической оптики, двухзеркальная антенна Кассегрена может быть сведена к, эквивалентной ей по амплитудно-фазовому распределению в раскрыве, однозеркальной антенне такого же диаметра. Продолжим произвольный луч 1 источника (Рис.5) за поверхность вспомогательного зеркала. Продолженный луч 1' в некоторой точке Q пересечется с действительным лучом 1, отраженным от основного зеркала. Из Рис.5 видно, что

$$\rho_{\Pi} \sin \psi = \rho_{\Xi} \sin \varphi$$

В соответствии с уравнением параболы  $\rho_{\Pi} = 2f_{\text{Б}}/(1 + \cos \psi)$ .

Подстановкой  $\rho_{\Pi}$ , и с учетом, что  $\sin \psi / (1 + \cos \psi) = \text{tg}(\psi/2)$  найдем

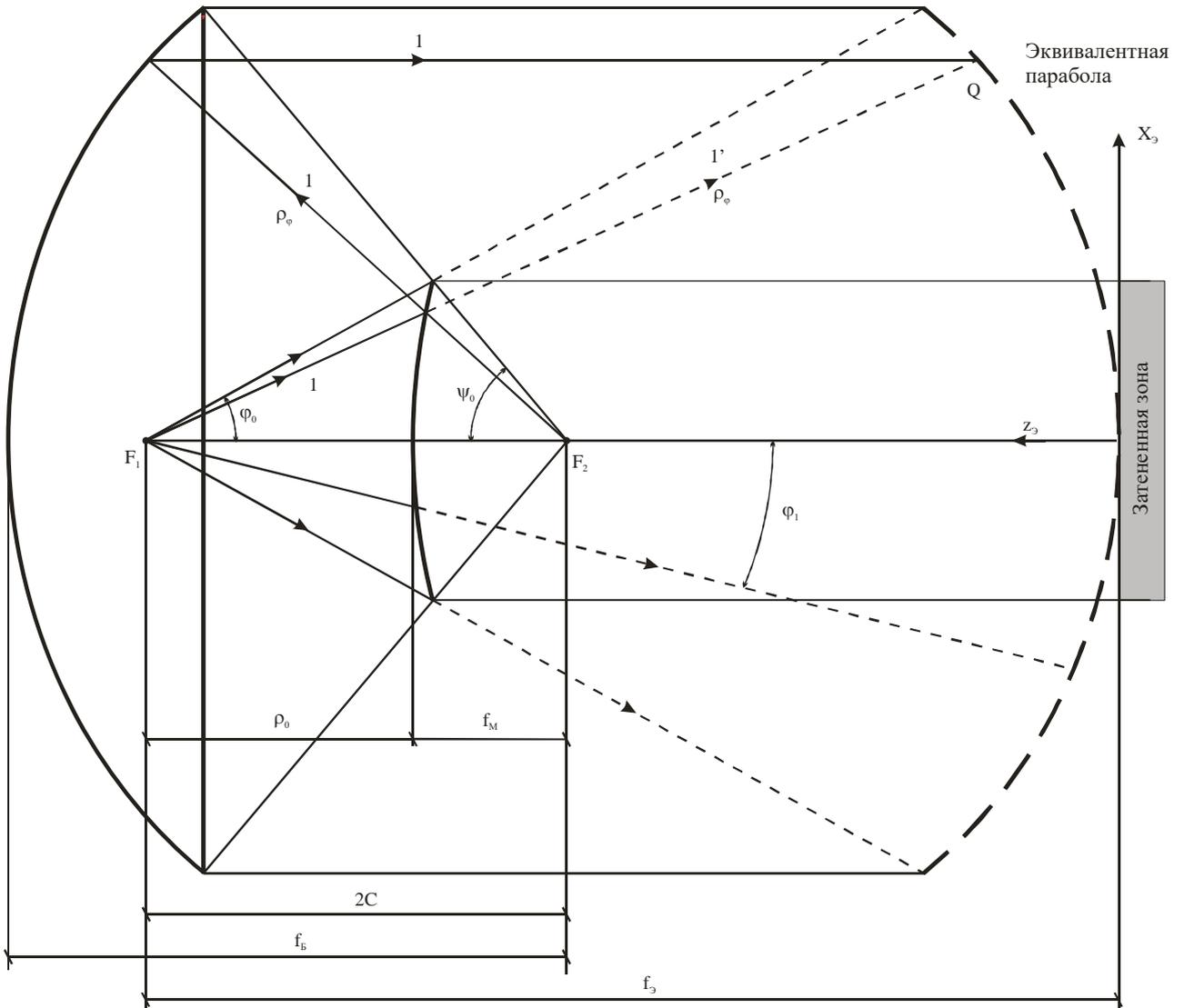


Рис.5.Схема эквивалентной однозеркальной антенны

$$\rho_{\Xi} = 2f_{\text{Б}} \text{tg}(\psi/2) / \sin \varphi \text{ или } \rho_{\Xi} = 2f_{\Xi} / (1 + \cos \varphi)$$

где

$$f_{\Xi} = f_{\text{Б}} (e_{\text{к}} + 1) / (e_{\text{к}} - 1) \quad (2.2)$$

Уравнение (2.2) описывает параболу с фокусным расстоянием  $f_{\Xi}$ . Построенная таким образом парабола является образующей так называемого эквивалентного параболоида. Эквивалентная парабола является более длиннофокусной, чем исходная, но амплитудное распределение в раскрывах

двухзеркальной антенны и эквивалентного ей параболоида вращения будут одинаковыми.

Возможность построения однозеркальной антенны, эквивалентной по распределению поля в раскрыве исходной двухзеркальной, упрощает в ряде случаев анализ последней и позволяет лучше понять характерные особенности работы антенны. В частности, переоборудование однозеркальной параболической антенны в двухзеркальную эквивалентно замене исходной однозеркальной другой однозеркальной с тем же диаметром, но с увеличенным фокусным расстоянием. Это является важной положительной особенностью антенны Кассегрена, так как увеличение фокусного расстояния облегчает получение высокого апертурного КИП, накладывает менее жесткие требования на установку облучателя в антенне и т.п.

Приведем сводку формул, в соответствии с которыми можно рассчитать геометрические характеристики антенны Кассегрена:

$$e_k = \frac{\sin[(\psi_0 + \varphi_0)/2]}{\sin[(\psi_0 - \varphi_0)/2]}$$

$$\frac{4f_B}{D_M} = \frac{f_{\Delta}}{f_B} = \frac{\rho_0}{f_M} = \frac{e_k + 1}{e_k - 1}$$

$$4f_M = \frac{D_M \cos[(\psi_0 + \varphi_0)/2]}{\sin(\psi_0/2)\sin(\varphi_0/2)}$$

$$4f_B = D_B \operatorname{ctg}\left(\frac{\psi_0}{2}\right)$$

$$4a = D_M \left( \frac{1}{\sin \varphi_0} - \frac{1}{\sin \psi_0} \right)$$

$$4C = \frac{D_M \sin(\psi_0 + \varphi_0)}{\sin \psi_0 \sin \varphi_0}$$

$$\operatorname{tg}\left(\frac{\varphi_1}{2}\right) = \left[ \frac{e_k - 1}{e_k + 1} \right]^2$$

$$\frac{D_M}{D_B} = \left[ \frac{e_k - 1}{e_k + 1} \right] \operatorname{ctg}\left(\frac{\varphi_0}{2}\right)$$

В качестве независимых переменных взяты такие параметры:

$D_B$  и  $D_M$  – диаметры большого и малого зеркал соответственно;

$\psi_0$  – половина угла раскрыва параболоида;

$\varphi_0$  – половина угла облучения источником краев малого зеркала,

угол  $\varphi_1$  показан на Рис.5.

Значения этих параметров обычно определяются заранее из конструктивных требований и необходимого коэффициента усиления антенны.

Для уменьшения затенения раскрыва антенны необходимо выбирать диаметр малого зеркала поменьше. Однако при уменьшении малого зеркала приходится увеличивать направленность облучателя, что ведет к увеличению его размеров, а следовательно, к увеличению затенения раскрыва облучателем. Оптимальные соотношения размеров будут, очевидно, в случае, когда затенение, создаваемое малым зеркалом, равно затенению облучателем.

Тогда

$$\frac{D_M}{f_B} = \frac{D_0}{2C}$$

$$2\varphi_0 \approx \frac{D_M}{2C}$$

Если  $2\theta_0 = 2\alpha\lambda/D_0$  - ширина ДН облучателя "по нулям" ( $\alpha = 1,1\dots1,3$  – коэффициент, учитывающий амплитудное распределение поля в раскрыве облучателя), то, потребовав, чтобы  $2\varphi_0 \approx 2\theta_0$ , получим:

$$2\alpha\lambda(2C) \approx D_M D_0$$

Для оптимальных размеров антенны Кассегрена:

$$D_M \approx \sqrt{2\alpha\lambda f_B}$$

$$D_0 \approx 2C \sqrt{\frac{2\alpha\lambda}{f_B}}$$

Тогда эксцентриситет будет

$$e_k = \frac{4f_B + D_M}{4f_B - D_M}$$

Значения  $e_k$ , которые используются чаще всего, находятся в пределах  $e_k = 1,2...2$ .

Связь между углами  $\varphi_0$  и  $\psi_0$  можно определить по формуле:

$$\varphi_0 = 2 \operatorname{arctg} \left\{ \frac{e_k - 1}{e_k + 1} \operatorname{tg} \left( \frac{\psi_0}{2} \right) \right\}$$

Введение понятия эквивалентного параболоида позволяет при расчетах ДН пользоваться формулами для однозеркальной антенны, но с учетом того, что эквивалентный параболоид является более длиннофокусным, чем исходный, амплитудное распределение в его раскрыве будет ближе к постоянному, чем у однозеркальной антенны с таким же углом раскрыва.

Таким образом, правомерным будет использование распределения

$$P_0(R') = \cos^2(\varphi/2) F_{\text{ОБЛ}}(\varphi)$$

где

$$0 \leq \varphi \leq \varphi_0,$$

$R' = R/R_B$  – нормированная продольная координата в плоскости раскрыва.

Распределение оказывается достаточно сложным, в связи с чем усложняется задача определения ДН антенны с помощью преобразования Фурье. Поэтому обычно распределение по раскрыву аппроксимируют какой-нибудь достаточно простой хорошо изученной функцией, близкой к нему. Чаще всего - это функция "парабола на пьедестале":

$$A(R') = 1 - (1 - T)(R')^2$$

или

$$A(R') = T + (1 - T) \cos^2 \left( \frac{\pi R'}{2} \right)$$

где  $T$  – «пьедестал», т.е. значение амплитуды поля на краю зеркала при  $\varphi = \varphi_0$

Если амплитудное распределение аппроксимируется первой из этих двух функций, ДН зеркала может быть рассчитана по формуле

$$F(\theta) = \frac{4}{1+T} \left\{ T \frac{J_1(u)}{u} + 2(1-T) \frac{J_2(u)}{u^2} \right\} \cos^2 \frac{\theta}{2}$$

где

$J_1(u), J_2(u)$  - функции Бесселя первого и второго порядков;

$$u = kR_{\mathcal{E}} \sin \theta = kR_{\mathcal{B}} \sin \theta;$$

$T=T_{\mathcal{E}}$  или  $T=T_{\mathcal{H}}$  в зависимости от ДН облучателя в плоскостях  $\mathcal{E}$  и  $\mathcal{H}$ .

Если амплитудное распределение аппроксимируется второй функцией, ДН раскрыва будет определяться выражениями:

в плоскости вектора  $\mathcal{E}$

$$F_{\mathcal{E}}(\theta) = \frac{T_{\mathcal{E}} \frac{J_1(u)}{u} - B(u)}{\frac{T_{\mathcal{E}} + T_{\mathcal{H}}}{4} + 0,1487 \left( 1 - \frac{T_{\mathcal{E}} + T_{\mathcal{H}}}{2} \right)} \cos^2 \frac{\theta}{2}$$

в плоскости вектора  $\mathcal{H}$

$$F_{\mathcal{H}}(\theta) = \frac{T_{\mathcal{H}} \frac{J_1(u)}{u} + B(u)}{\frac{T_{\mathcal{E}} + T_{\mathcal{H}}}{4} + 0,1487 \left( 1 - \frac{T_{\mathcal{E}} + T_{\mathcal{H}}}{2} \right)} \cos^2 \frac{\theta}{2}$$

Здесь

$$B(u) = \frac{T_{\mathcal{H}} - T_{\mathcal{E}}}{2} \left[ 2 \frac{J_0(u) - 1}{u^2} + \kappa_2(u) \right] - \left( 1 - \frac{T_{\mathcal{E}} + T_{\mathcal{H}}}{2} \right) \kappa_0(u)$$

$$\kappa_0(u) = \int_0^1 R' J_0(uR') \cos \left( \frac{\pi R'}{2} \right) dR'$$

$$\kappa_2(u) = \int_0^1 R' J_2(uR') \cos \left( \frac{\pi R'}{2} \right) dR'$$

где  $J_0(x)$  - функция Бесселя нулевого порядка.

ДН антенны с учетом затенения можно рассчитать по формуле

$$F(\theta) = \frac{F_{\text{HEЗ}}(\theta) - (D_{\text{М}}/D_{\text{Б}})\Lambda_1(kR_{\text{М}} \sin \theta)}{1 - (D_{\text{М}}/D_{\text{Б}})^2}$$

где  $F_{\text{HEЗ}}(\theta)$  – ДН незатененного зеркала;  $R_{\text{М}}$  – радиус раскрыва малого зеркала,  $\Lambda_1(u) = \frac{2J_1(u)}{u}$  – лямда-функция первого порядка.

### 3. Расчетная часть.

#### 3.1. Расчет коэффициента усиления передающей антенны.

Для радиолинии Земля - ИСЗ мощность на входе приемника в условиях свободного пространства запишется:

$$P_2 = \frac{P_1 G_1 G_2 \lambda^2 \eta_{\phi 1} \eta_{\phi 2}}{(4\pi r)^2} F^2$$

где

$P_1$  – мощность подводимая к передающей антенне;

$G_1, G_2$  – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн, соответственно;

$\eta_{\phi 1}, \eta_{\phi 2}$  – КПД фидерного тракта передатчика и приемника, соответственно;

$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{11727 \cdot 10^6} = 2,558 \cdot 10^{-2}$  м – рабочая длина волны;

$F$  – множитель характеризующий потери в атмосфере Земли;

$r$  – расстояние от точки передачи до точки приема ( $r = 41700$  км).

Откуда коэффициент усиления наземной передающей антенны должен быть равен:

$$G_1 = \frac{P_2 (4\pi r)^2}{P_1 \eta_{\phi 1} G_2 \eta_{\phi 2} \lambda^2 F^2}$$

Мощность на входе малошумящего приемного устройства

$$P_2 = -110 \text{ дБВт} = 10^{-110/10} = 10^{-11} \text{ Вт}$$

Коэффициент усиления приемной антенны равен:

$$G_2 = 37 \text{ дБ} = 10^{37/10} = 5011,872 \text{ раз}$$

Множитель характеризующий потери в атмосфере Земли:

$$F = 0,8$$

КПД фидерного тракта

$$\eta_{\phi 1} = \eta_{\phi 1} = 1$$

Тогда

$$G_1 = \frac{8\pi^2 \cdot 1,0 \cdot 10^{-11} \cdot 41700000^2}{85 \cdot 1 \cdot 5011,872 \cdot 1 \cdot (2,558 \cdot 10^{-2})^2 \cdot 0,8^2} = 15389,492 \approx 41,87 \text{ дБ}$$

$$D_1 = \frac{G_1}{\eta_a} = \frac{15389,492}{0,85} = 18105,285 \approx 42,58 \text{ дБ}$$

Здесь взят коэффициент использования поверхности передающей антенны

$$\eta_a = 0,85.$$

### 3.2. Расчет параметров антенны Кассегрена

В качестве исходных данных для расчета выберем:

Коэффициент усиления:  $D_m = 43 \text{ дБ} = 19952,623$ ;

Рабочая частота: 11727 МГц.

По заданной частоте определим рабочую длину волны:

$$\lambda = \frac{c}{f} = 25,58 \text{ мм}$$

По известному КНД антенны  $D_m$ , найдем диаметр большого зеркала:

$$D_m = \frac{4\pi}{\lambda^2} v_A S_P$$

где  $S_P$  – площадь раскрыва большого зеркала.

Отсюда

$$D_B = \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{D_m}{v_A}} = 1,374 \text{ м} = 1374,79 \text{ мм}$$

здесь апертурный КПД берется равным  $v_A = 0,7$ .

Из соотношения

$$f_B = (0,35 \dots 0,5) D_B$$

выбираем фокусное расстояние большого зеркала.

$$f_B = 0,584 \text{ м}$$

Определим половину угла раскрыва большого зеркала по формуле

$$\psi_0 = 2 \operatorname{arctg} \left( \frac{D_B}{4f_B} \right) = 1,063 \text{ рад} = 60,93^\circ$$

Используя соотношение,

$$D_M \approx 0,13D_B = 178,722$$

Найдем эксцентриситет гиперболы  $e_k$ .

$$e_k = \frac{4f_B + D_M}{4f_B - D_M} = 1,166$$

Определим половину угла раскрыва вспомогательного зеркала  $\varphi_0$  из выражения :

$$\varphi_0 = 2 \operatorname{arctg} \left\{ \frac{e_k - 1}{e_k + 1} \operatorname{tg} \left( \frac{\psi_0}{2} \right) \right\} = 0,0899 \text{ рад} = 5,15^\circ$$

Из соотношения

$$f_M = \frac{D_M}{4} \cdot \frac{\cos \left( \frac{\psi_0 + \varphi_0}{2} \right)}{\sin \frac{\psi_0}{2} \cos \frac{\varphi_0}{2}}$$

выбираем фокусное расстояние вспомогательного зеркала.

$$f_M = 73,947 \text{ мм}$$

Рассчитываем расстояние между действительным  $F_2$  и мнимым  $F_1$  фокусами гиперболы  $2C$ .

$$2C = \frac{D_M}{2} \cdot \frac{\sin(\psi_0 + \varphi_0)}{\sin \psi_0 \sin \varphi_0} = 1040,948 \text{ мм}$$

В качестве облучателя проектируемой антенны будем использовать открытый конец круглого волновода.

Диаграмма направленности антенны в виде открытого конца круглого волновода в плоскости  $H$  и в плоскости  $E$  без учета отраженной волны

определяются следующими упрощенными выражениями

– плоскость E

$$F_{обл}(\varphi) = \frac{1 + \cos\varphi}{2} \cdot \frac{J_1(kR \sin\varphi)}{0,5kR \sin\varphi}$$

– плоскость H

$$F_{обл}(\theta) = \frac{1 + \cos\theta}{2} \cdot \frac{J'_1(kR \sin\theta)}{1 - \left(\frac{kR \sin\theta}{v_{11}^H}\right)^2}$$

где

$J_1(x)$  – функция Бесселя 1-го порядка;

$J'_1(u) = J_0(u) - \frac{J_1(u)}{u}$  – первая производная от функции Бесселя первого порядка.

$R$  – радиус круглого волновода,  $R = 8,7375$  мм (см. далее)

$v_{mn}$  –  $n$ -ый корень функции  $J'_1(v)$

Для основного типа волны в круглом волноводе  $v_{11}^H = 1,841$ .

Результаты расчета диаграмм направленности облучателя в виде открытого конца волновода представлены на рисунках 6–7.

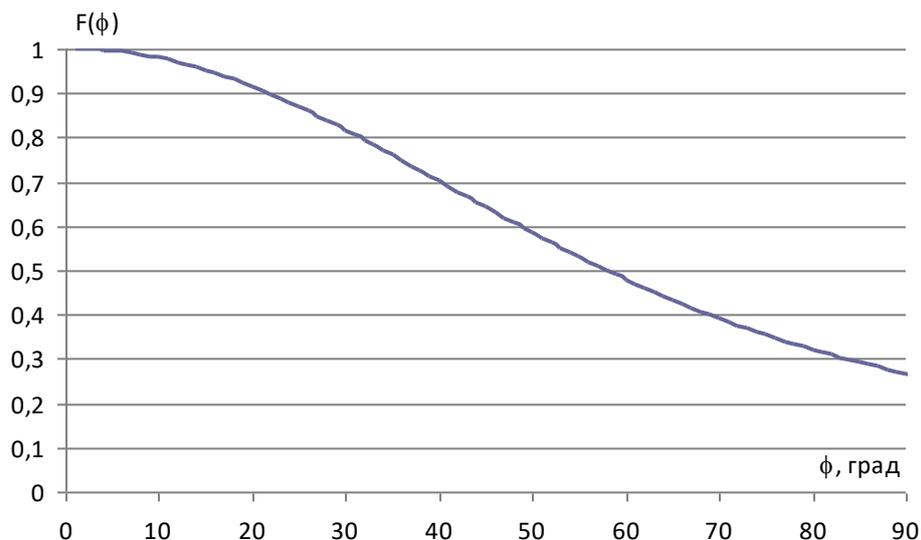


Рис.6 Диаграмма направленности облучателя в виде открытого конца волновода в плоскости E,  $2\Delta\varphi_{0,5} = 90,05^\circ$

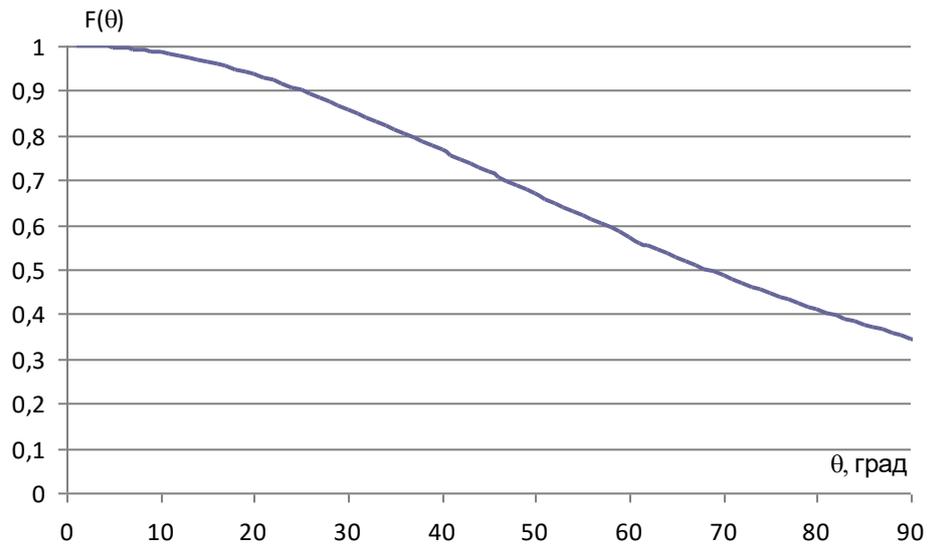


Рис.7 Диаграмма направленности облучателя в виде открытого конца волновода в плоскости  $H$ ,  $2\Delta\theta_{0,5} = 76,95^\circ$

Определим фокусное расстояние эквивалентной однозеркальной антенны:

$$f_{\text{Э}} = f_{\text{Б}} \frac{e_{\text{к}} + 1}{e_{\text{к}} - 1} = 1900,284 \text{ мм}$$

Найдем функцию распределения поля по зеркалу

$$P_0(R') = \cos^2(\varphi/2) F_{\text{обл}}(\varphi)$$

где  $R' = R/R_{\text{Б}}$  – нормированная продольная координата в плоскости раскрыва.

$$R' = \frac{R}{R_{\text{Б}}} = \text{ctg} \frac{\varphi_0}{2} \text{tg} \frac{\varphi}{2}$$

где

$$0 \leq \varphi \leq \varphi_0;$$

$R' = R/R_{\text{Б}}$  - нормированная продольная координата в плоскости раскрыва.

Во многих важных для практики случаях распределение поля по зеркалу аппроксимируется симметричным распределением:

$$\frac{E(R')}{E(0)} = \Delta + (1 - \Delta)(1 - R'^2)^n$$

где  $\Delta$  – относительный уровень поля на краю раскрыва.

На рисунках 8-9 представлены результаты расчета распределения поля по поверхности антенны  $P_0(R')$  в плоскостях  $-E$  и  $-H$ , соответственно.

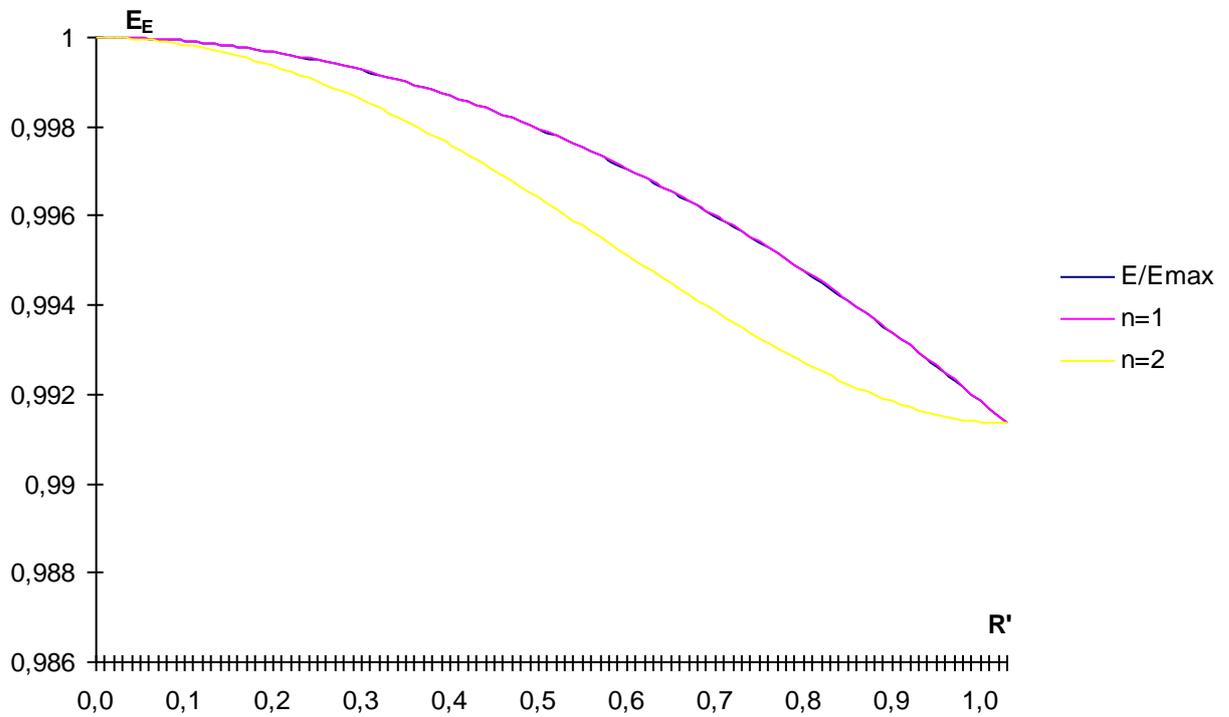


Рис.8. Распределение поля по раскрыву антенны в плоскости E

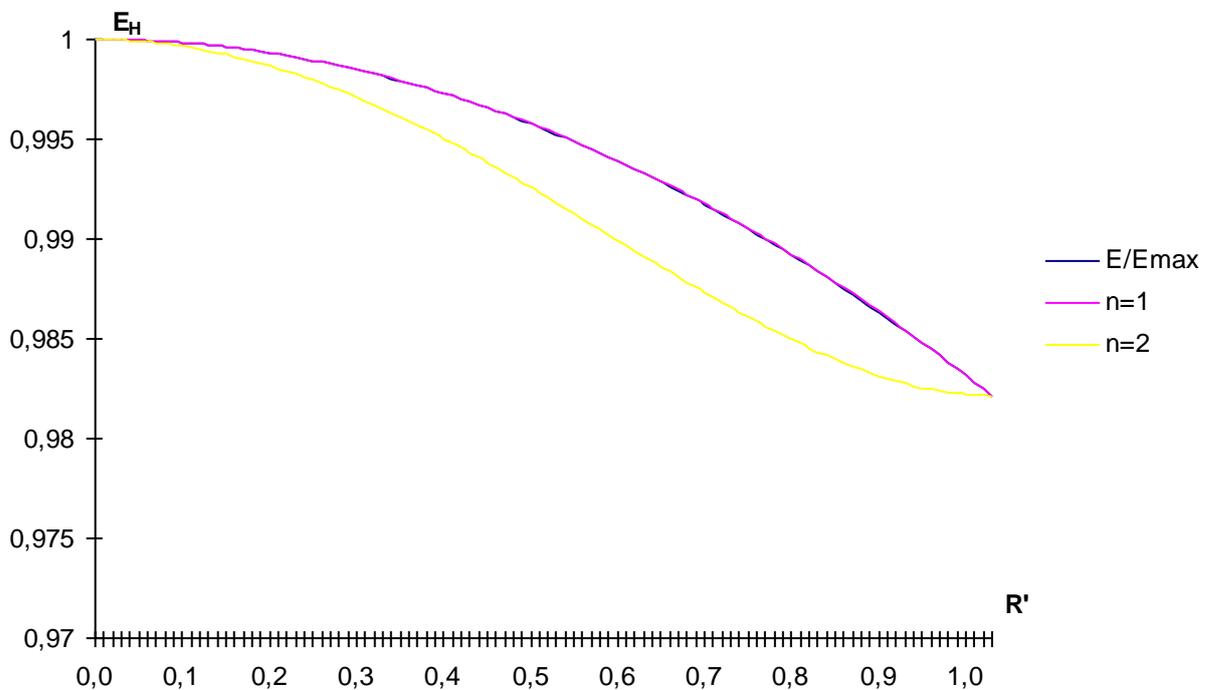


Рис.9. Распределение поля по раскрыву антенны в плоскости H

Из рисунков видно, что наилучшая аппроксимация распределений

достигается при степени полинома  $n = 1$ .

Тогда нормированная диаграмма направленности эквивалентной осесимметричной зеркальной антенны может быть рассчитана как:

$$F(\theta) = \frac{1 + \cos\theta}{2} \cdot \left[ \Delta \frac{J_1(u)}{u} + 4(1 - \Delta) \frac{J_2(u)}{u^2} \right]$$

где

$$u = kR_b \sin \theta$$

$\theta$  – угол отсчитываемый относительно фокальной оси антенны

Результаты расчета диаграмм направленности двухзеркальной антенны в главных плоскостях представлены на Рис.10-11.

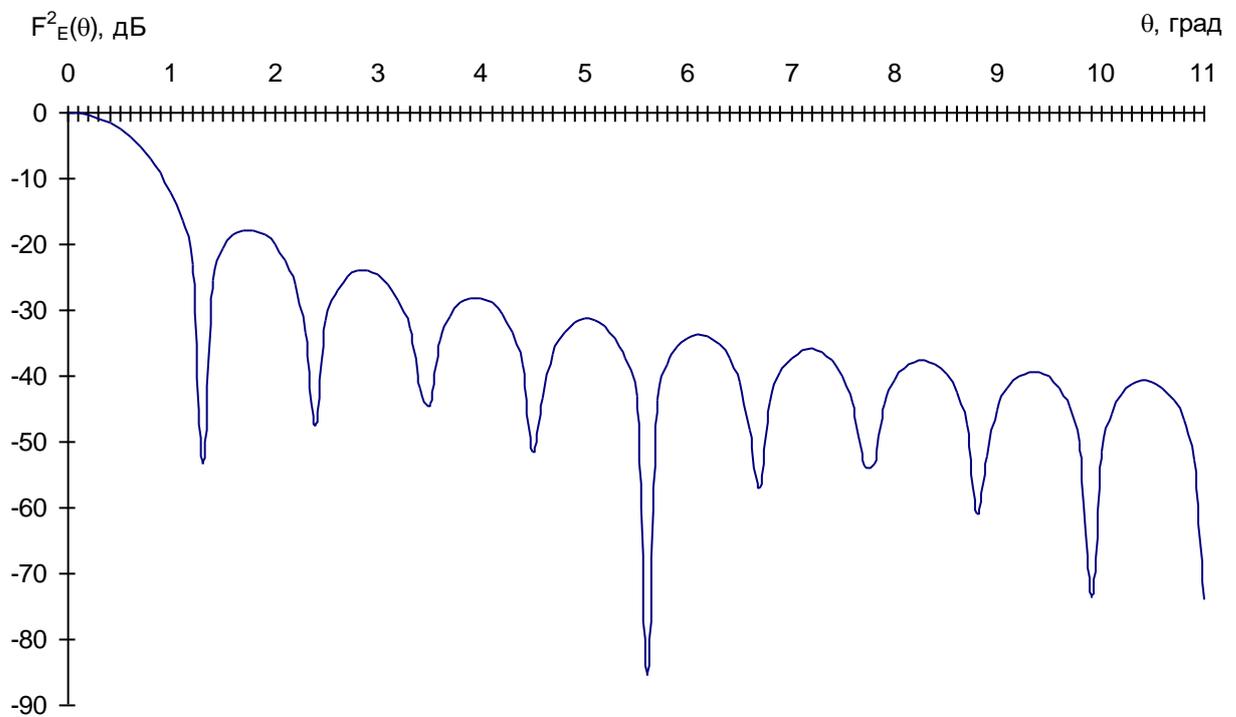


Рис.10. Диаграмма направленности по мощности антенны Кассегрена  
в плоскости E

Общее выражение для определения коэффициента усиления записывается как:

$$G = D\eta$$

где

$G$  – коэффициента усиления;

$D$  – коэффициент направленного действия;

$\eta$  – коэффициент полезного действия.

Коэффициент направленного действия антенны показывает степень концентрации излучения в направлении максимума амплитудной диаграммы направленности.

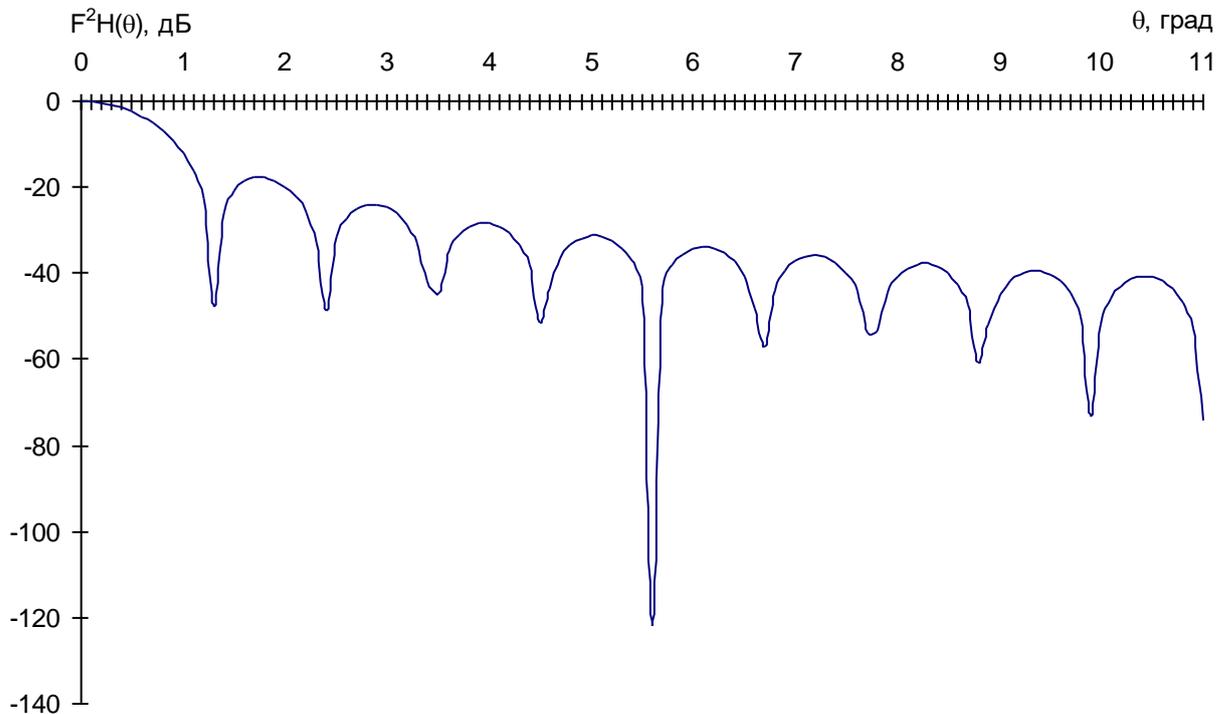


Рис.11. Диаграмма направленности по мощности антенны Кассегрена в плоскости Н

Согласно [5] КНД определяется как:

$$D = \frac{4\pi}{\int_{\Omega=4\pi} F^2(\theta, \varphi) d\Omega}$$

где

$F^2(\theta, \varphi)$  – нормированная амплитудная диаграмма направленности по мощности;

$\Omega = 4\pi$  – полный телесный угол;

$$d\Omega = \sin(\theta) d\theta d\varphi$$

По известным диаграммам может быть рассчитан КНД антенны:

$$D = \sqrt{D_E D_H}$$

где парциальные коэффициенты определяются как

$$D_{E,H} = \frac{2}{\int_0^{\pi} F_{E,H}(\theta) \sin \theta d\theta}$$

$$D = 14584,611$$

Для получения коэффициента направленного действия  $D \approx 18105,285$  необходимо увеличить диаметр большого зеркала до  $D_B = 1532,8$  мм. В этом случае  $D \approx 18112,36$

Результатирующие характеристики направленности антенны Кассегрена представлена на Рис.12-13

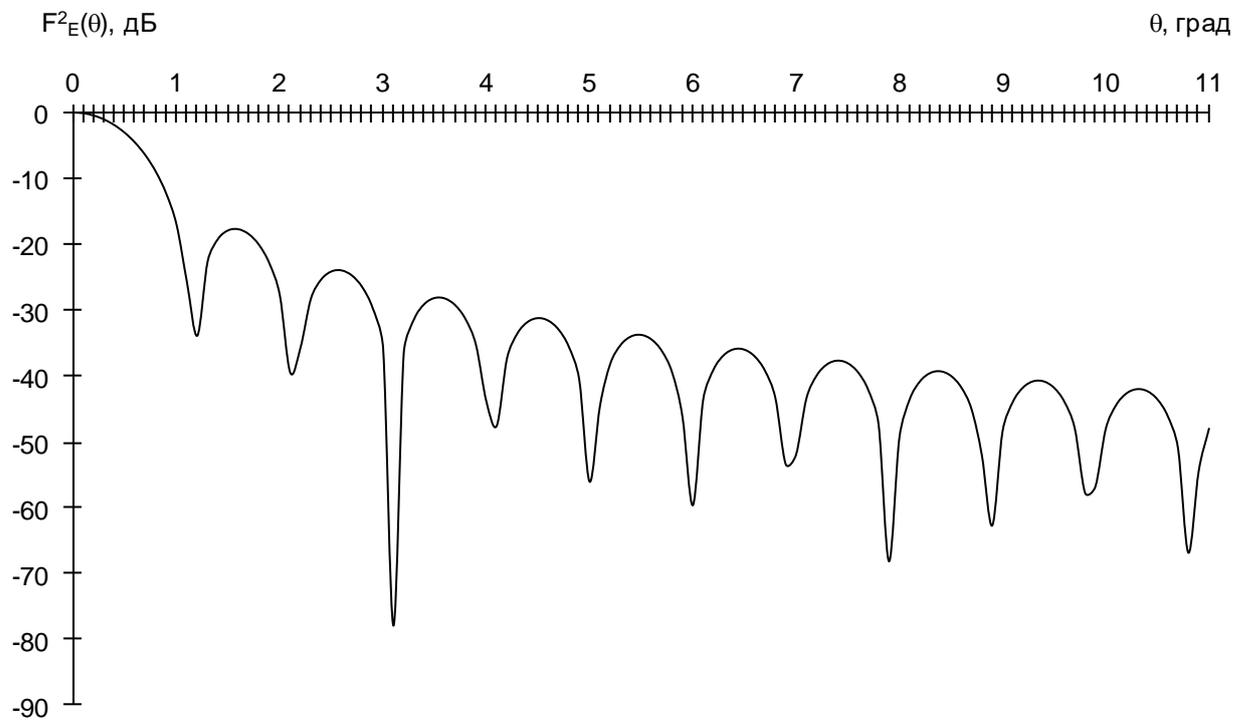


Рис.12. Диаграмма направленности двухзеркальной антенны Кассегрена в плоскости E

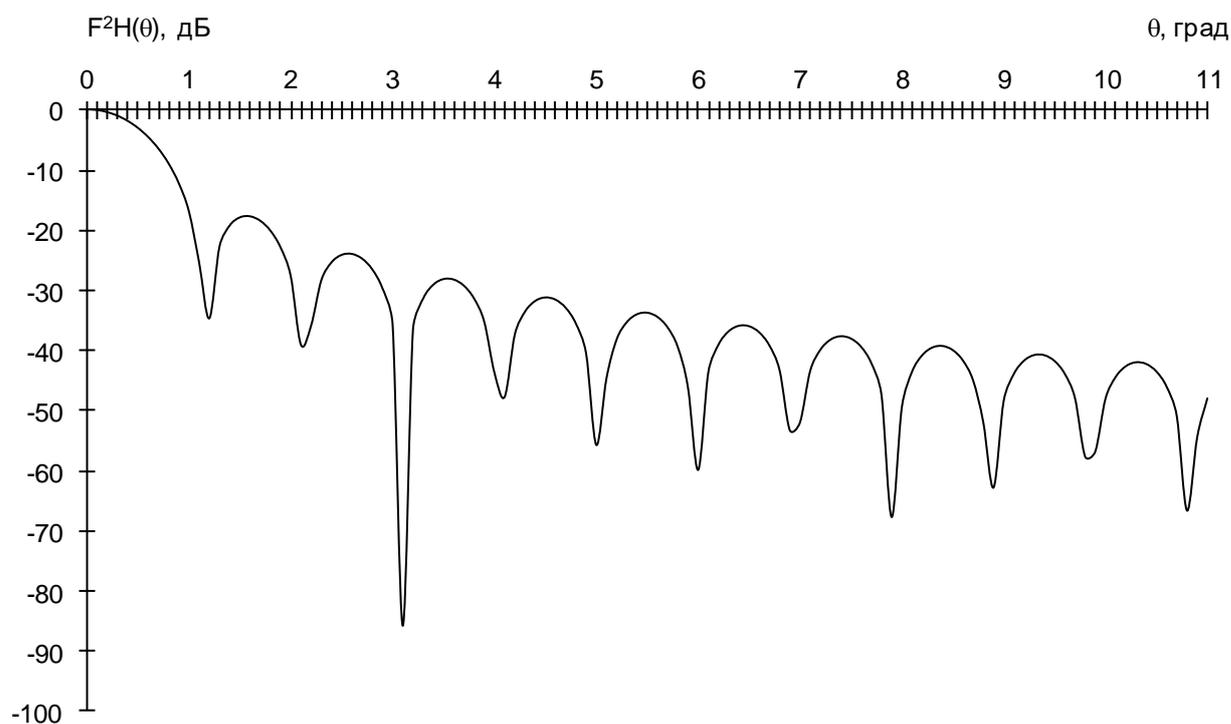


Рис.13. Диаграмма направленности двухзеркальной антенны Кассегрена в плоскости Н

Решая задачу синтеза, были найдены следующие размеры антенны Кассегрена:

$$D_B = 1532,8 \text{ мм}; D_M = 199,26 \text{ мм}; f_B = 651,44 \text{ мм}; f_M = 82,44 \text{ мм}.$$

По найденным ДН определяем ширину ДН "по половинной мощности", и уровень первых боковых лепестков.

в плоскости вектора E:

$$2\Delta\theta_{0,5} \approx 1,0^\circ, \text{ УБЛ} = - 17,7 \text{ дБ}$$

в плоскости вектора H:

$$2\Delta\theta_{0,5} \approx 1,0^\circ, \text{ УБЛ} = - 17,95 \text{ дБ}$$

Результирующий коэффициент направленного действия антенны составил:  $D = 18112,36 \text{ дБ}$ .

### 3.3. Разработка конструкции фидерного тракта

В радиосистеме тракт обычно занимает место между антенной и радиопередающим и радиоприемным устройствами. Тракт осуществляет

канализацию электромагнитной энергии, обеспечивает правильный режим выходных и входных цепей передатчика и приемника, выполняет предварительную частотную фильтрацию сигналов, может содержать коммутирующие цепи и поворотные сочленения, устройства электрического управления положением луча антенны в пространстве, устройства изменения поляризации радиоволн, устройства контроля работы радиосистемы.

Исходя из анализа технического задания, фидерный тракт должен обязательно содержать следующие элементы:

- отрезки волновода круглого сечения;
- коаксиально-волноводный переход;

*Расчет поперечного сечения питающего волновода.*

Для рабочей длины волны  $\lambda=25,58$  мм, проведем расчет одноволнового режима работы полого круглого металлического волновода

Основным типом волны в круглом волноводе является волна  $H_{11}$ , первым высшим типом –  $E_{01}$ . Для обеспечения одномодового режима работы линии необходимо выполнение следующего условия:

$$\lambda_{крE_{01}} < \lambda_0 < \lambda_{крH_{11}} \text{ или } 2,61a < \lambda_0 < 3,42a$$

Теперь, зная границы рабочей полосы, можно получить следующее условие для выбора размера круглого волновода:

$$\frac{\lambda_0}{3,42} < a < \frac{\lambda_0}{2,61}$$

или в явном виде

$$7,48 < a, \text{ мм} < 9,802$$

Выбираем радиус круглого волновода:

$$a = 8,7375 \text{ мм (волновод С120 [7])}$$

При этом критическая длина волны равна:

$$\lambda_{кр} = 3,42a = 29,882 \text{ мм}$$

Рассчитаем основные характеристики линии на центральной частоте.

Длина волны в волноводе  $\Lambda$

$$\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}} = 49,498 \text{ мм}$$

Фазовая скорость  $v_\phi$

$$v_\phi = \frac{c}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}} = 5,805 \cdot 10^8 \text{ м/с}$$

Скорость переноса энергии  $v_3$

$$v_3 = c\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2} = 1,55 \cdot 10^8 \text{ м/с}$$

Характеристическое сопротивление  $Z_c^{H_{10}}$ :

$$Z_c^{H_{11}} = \frac{Z_c}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}} = 729,442 \text{ Ом}$$

В случае волны  $H_{11}$ , выражение для предельной мощности в линии запишется в виде:

$$P_{пред} = \frac{\pi a^2}{4} \frac{E_{пред}^2}{Z_c} \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{крH_{11}})^2} J_1^2(\mu_{11}) \left(1 - \frac{1}{\mu_{11}^2}\right) = 0,177 \cdot 10^6 \text{ Вт}$$

где

$m$  – число вариаций поля по угловой координате  $\varphi$ ;

$n$  – число вариаций поля между стенками волновода в направлении оси  $r$ ;

$\epsilon_{mn}$  и  $\mu_{mn}$  – корни функции Бесселя ( $J_m$ ) и ее производной ( $J'_m$ )

$E_{пред} = 30 \text{ кВ/см}$  – электрическая прочность сухого воздуха при нормальном атмосферном давлении.

$$\mu_{11} = 1,841$$

Допустимую мощность в линии принимают как

$$P_{дон} = (0,2 \div 0,25) P_{пред}$$

$$\text{Следовательно } P_{дон} = 0,25 P_{пред} = 44,142 \text{ кВт}$$

Коэффициент затухания волны типа  $H_{11}$  в круглом волноводе радиуса  $a$  будет равен:

$$\alpha_h = \frac{r_s}{a Z_c \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}} \left[ \frac{1}{\mu_{11}^2 - 1} + (\lambda/\lambda_{кр})^2 \right] = 1,884 \cdot 10^{-2} \text{ 1/м}$$

здесь  $r_s$  – поверхностное сопротивление металла, которое рассчитывается как:

$$r_s = k_{ш} \sqrt{\frac{\pi Z_c}{\sigma \lambda}}$$

*Расчет коаксиально-волноводного перехода.*

Длина волновода до ближайшей неоднородности выбирается из условия фильтрации высших типов волн. Любая неоднородность в тракте вызывает возбуждение множества волн высших типов. Все они оказываются в закритическом режиме и по мере движения затухают по экспоненциальному закону. Высшие типы волн не должны проходить в антенну, для этого их амплитуда должна уменьшаться на длине отрезка линии примерно в 100 раз. Ближайшей волной высшего типа в круглом волноводе является волна  $E_{01}$ . Если ее амплитуда затухает в 100 раз, то амплитуды других высших типов волн затухают еще сильнее. В соответствии с [2] длина отрезка волновода должна составлять:

$$L = \frac{4,6\lambda}{2\pi\sqrt{(\lambda/\lambda_{крE_{01}})^2 - 1}}$$

$$L = \frac{4,6 \cdot 25,58}{2\pi\sqrt{(25,58/22,805)^2 - 1}} = 36,845 \text{ мм}$$

Так расстояние от горловины рупора до ближайшей неоднородности в тракте должно составлять не менее  $L \geq 37$  мм.

При работе антенны на приемник с коаксиальным входом, необходимо осуществить согласованный переход от волновода к коаксиалу. Обычно применяют возбудитель электрического типа в виде штыря, помещаемого в волновод (Рис.14). Для обеспечения режима бегущей волны подбирают расстояние до закорачивающей стенки волновода  $l_1$  и высоту штыревого возбудителя  $l$ . Эти две степени свободы необходимы для того, чтобы можно было удовлетворить двум требованиям при согласовании:

- входное сопротивление в месте перехода должно быть чисто активным;
- оно должно быть равно волновому сопротивлению фидера  $\rho_{ф}$ .

Входное сопротивление штыря в волноводе, так же как несимметричного вибратора в свободном пространстве, является в общем случае комплексной величиной. Активная часть входного сопротивления зависит в основном от длины штыря, реактивная – от длины и толщины. В отличие от свободного пространства входное сопротивление штыря в волноводе зависит от структуры поля в волноводе вблизи штыря.

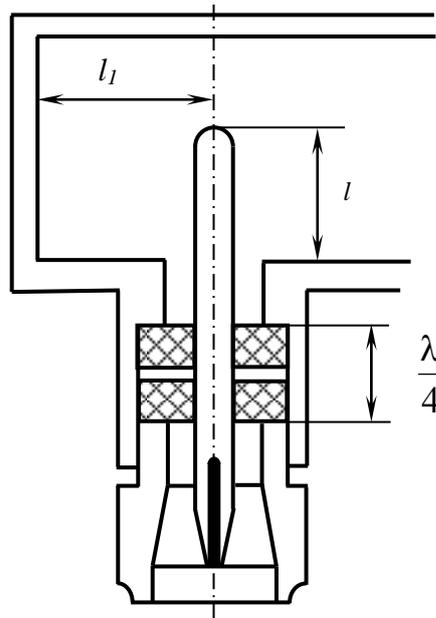


Рис.14. Зондовый коаксиально-волноводный переход

Расчет реактивной составляющей входного сопротивления дает неточные результаты и проводить его не имеет смысла. Для обеспечения согласования реактивная составляющая входного сопротивления должна быть равна нулю. Активную составляющую входного сопротивления можно считать равной сопротивлению излучения штыря в волноводе  $R_{\Sigma}$ . Она должна быть равна волновому сопротивлению фидера.  $R_{\text{вх}} = \rho_{\phi}$

Сопротивление излучения штыря в круглом волноводе в режиме бегущей волны определяется следующим аналогично соотношению, приведенному в [2]:

$$R_{\text{вх}} = R_{\Sigma} = \frac{2\rho_{\text{в}} h_{\text{д}}^2}{\pi a^2} \sin^2\left(\frac{2\pi}{\Lambda} l_1\right)$$

где  $l_1$  рекомендуется брать равным  $\Lambda/4$ .

В приведенных формулах приняты следующие обозначения:

$l_1$  – расстояние от штыря до закорачивающей стенки волновода;

$\Lambda$  – длина волны в волноводе;

$\rho_{\text{в}}$  – волновое сопротивление волновода  $\rho_{\text{в}} = 120\pi \frac{\Lambda}{\lambda}$ ;

$h_{\text{д}}$  – действующая высота штыря в волноводе, геометрическая высота которого  $l$ , определяется по формуле:

$$h_{\text{д}} = \int_0^l \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right) dl = \frac{\lambda}{2\pi} \left[ 1 - \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right) \right]$$

В режиме бегущей волны, при  $l_1 = \Lambda/4 = 12,375$  мм, для реализации  $R_{\text{вх}} = \rho_{\text{ф}} = 50$  Ом геометрическая длина штыря должна быть принята равной  $l = 5,172$  мм.

Для полного согласования в конструкциях должны предусматриваться два органа регулировки. Например, можно регулировать высоту штыря  $l$  и положение закорачивающей стенки в волноводе  $l_1$ . В ряде случаев для упрощения конструкции ограничиваются одной регулировкой и допускают некоторое рассогласование в питающем коаксиале.

#### 4. Заключение

В результате проведенной работы была спроектирована однозеркальная параболическая антенна для приема спутникового телевидения.

Рассчитаны геометрические размеры антенны и ее излучающих элементов. Представленная антенна обладает следующими электрическими характеристиками:

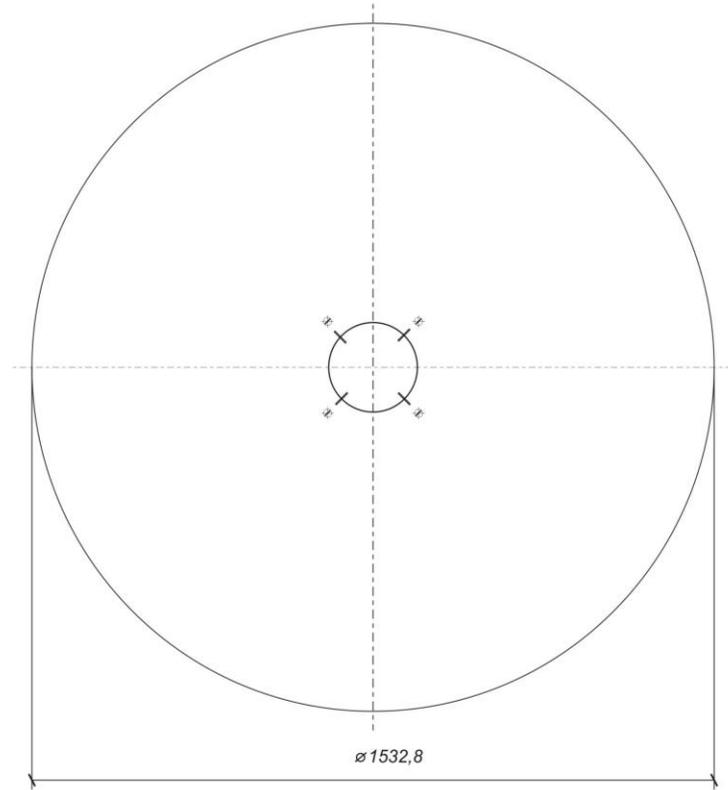
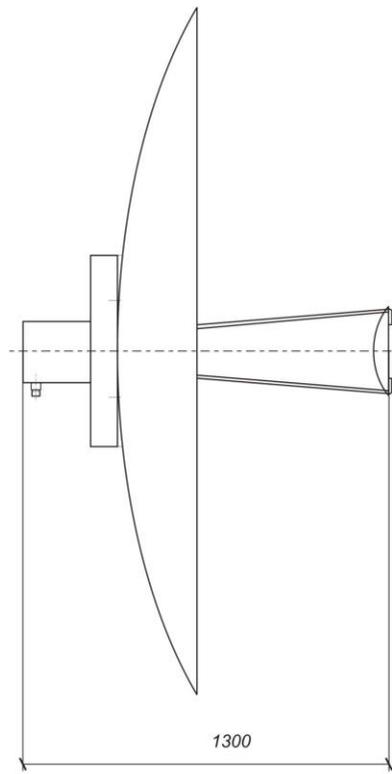
- рабочая длина волны – 2,558 см;
- тип поляризации – линейная
- амплитудное распределение вдоль антенны – спадающее к краю;
- ширина диаграммы направленности  $-2\Delta\theta_{0,5} = 1,0^\circ$ ;
- уровень бокового излучения –  $\xi_1 < -17$  дБ;
- коэффициент направленного действия –  $KНД \approx 18112,36$ .

Кроме того, рассчитаны диаграмма направленности антенны Кассегрена и выбраны параметры питающей линии

Требования технического задания выполнены полностью.

## 5. Список использованной литературы

1. Г.З.Айзенберг, В.Г.Ямпольский, О.Н.Терёшин. Антенны УКВ. Под ред. Г.З. Айзенберга. В 2-х ч. Ч. 1. М.: "Связь", 1977. - 384 с. с ил.
2. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток: Учебн. пособие для вузов/ Д.И. Воскресенский, Р.А. Грановская, Н.С. Давыдов и др.; Под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1981. 431 стр.
3. Дорохов Д.А. Расчет и конструирование антенно-фидерных устройств. Изд-во Харьковского университета, 1960.- 451 с., илл.
4. Дрaбкин А.Л., Зузенко В.И., Кислов М.Г. Антенно-фидерные устройства. – М.: Сов. радио, 1974. 536 стр.
5. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. Учебник для радиотехнических специальностей вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Энергия, 1975 - 528 с., ил.
6. "Сканирующие антенные системы СВЧ", т.1, Р.С.Хансен, перевод с английского, под редакцией Г.Т.Маркова и А.Ф.Чаплина.- М.: Изд-во "Советское радио", 1966.- 536 с., илл.
7. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники – М. Сов. Радио 1967 г. 651 стр.
8. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн: Учебник для вузов / Г.А. Ерохин, О.В. Чернышов, Н.Д. Козырев, В.Г. Кочержевский; Под ред. Г.А. Ерохина. – 2-е изд., испр. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 491 с.: ил.
9. Проектирование антенных устройств радиорелейных линий связи / И.П. Заикин, А.В. Тоцкий, С.К. Абрамов. – Учеб. пособие. – Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2006. – 90 с.



Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Двухзеркальная антенна Касегрена			Лит.	Лист	Листов
Разраб.										
Пров.										
Н.контр.										
Утв.										