

ОПТИМИЗАЦИЯ МОДЕЛИ ПЛАНИРОВАНИЯ ВНЕДРЕНИЯ ОДНОЧАСТОТНОЙ СИНХРОННОЙ СЕТИ СИСТЕМЫ DVB-T ДЛЯ РЕЖИМА ПОДВИЖНОГО ПРИЕМА

ЛАПИН В. А., МАКОВЕЕНКО Д. А.
ГП УНИИРТSFN INTRODUCTION PLANNING MODEL OPTIMIZATION
IN DVB-T SYSTEMS FOR MOBILE RECEPTION

LAPIN V.A., MAKOVEENKO D.A.

В процессе планирования внедрения цифровой наземной радиовещательной службы (ЦНРС) в полосах частот Плана “GE06” необходимо решить задачу обеспечения полного покрытия зон выделения с заданными показателями качества (заданные проценты времени и местности) при условии соблюдения допустимого значения уровня помехи, воздействующей на телевизионные приемники соканальных зон выделений, в том числе приграничных зон выделений сопредельных государств.

Так, суммарная напряженность поля помехи всех частотных присвоений цифрового наземного телевидения (ЦНТВ) в зоне выделения, определенная Соглашением “GE06”, не должна превышать 46 дБмкВ/м на границе соканальных зон сопредельных государств, что соответствует режиму подвижного приема. Это свидетельствует о том, что, по крайней мере, во всех приграничных зонах выделения необходимо обеспечить планирование режима подвижного приема для защиты частотного ресурса Украины при внедрении ЦНТВ, так как для успешной международной координации и обеспечения беспомеховой работы цифрового телевидения внутри страны необходимо, чтобы на границе соканальной зоны выделения суммарная напряженность поля помехи не превышала допустимый уровень. Для этого в том направлении, где суммарная напряженность поля помехи превышает допустимый уровень необходимо снижение ЭИМ, например, путем снижения усиления антенны в горизонтальной плоскости, либо путем применения других способов обеспечения требуемой напряженности поля.

Планирование режима подвижного приема естественно повлечет за собой значительные материальные затраты, связанные с сооружением дополнительных антенно-мачтовых сооружений и установкой дополнительных передатчиков. Одним из возможных путей оптимизации режима мобильного приема является планирование реализации с учетом, так называемого, сетевого усиления [1-4].

Известно [1-4], что при работе передатчиков в синхронной сети все элементы принятого сигнала символа COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex – Кодированное мультиплексирование разнесенных ортогональных несущих) складываются конструктивно в том случае, если максимальное время задержки при многолучевом сигнале не превышает временной длительности защитного интервала символа OFDM. Этот эффект называется сетевым усилением синхронной одночастотной сети.

Действительно, из теории обнаружения сигналов известно [5, 6], что оптимальный алгоритм двухальтернативного обнаружения в приемниках радиосигналов, к которому относится процесс обнаружения в системе наземного цифрового телевидения (DVB-T), можно свести к сравнению с порогом логарифма отношения правдоподобия, являющегося монотонно нарастающей функцией самого отношения правдоподобия (l) [5]:

$$\ln l = \ln p_{cn}(\mathbf{y}) - \ln p_n(\mathbf{y}), \quad (1)$$

где:

$$p_{cn}(\mathbf{y}) = p_n(\mathbf{y} - \mathbf{x}) \quad (2)$$

- плотность вероятности принимаемых реализаций при условии наличия полезного сигнала ($\mathbf{x}(t)$) и помехи ($\mathbf{n}(t)$);

- $p_n(\mathbf{y})$ - плотность вероятности принимаемых реализаций при условии наличия только помехи;

- $\mathbf{y}(t) = \|y_1(t), y_2(t), \dots, y_m(t)\|^T$ - совокупность сигналов, поступающих на вход приемника от передатчиков синхронной сети (Рисунок 1), представляющая собой вектор-столбец.

Реализация принимаемых сигналов от передатчиков синхронной сети $\mathbf{y}(t)$ может быть обусловлена либо одними помехами, либо наложением сигналов и помех:

$$\mathbf{y}(t) = A\mathbf{x}(t, \boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta}) + \mathbf{n}(t, \mathbf{v}), \quad (3)$$

где:

A – множитель 1, 0, учитывающий наличие или отсутствие сигнала;

$\mathbf{x}(t, \boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta})$ – векторная реализация полезных сигналов, поступающих на вход телевизионного приемника от передатчиков синхронной сети, время задержки которых не превышает временной длительности защитного интервала символа OFDM в системе DVB-T;

$\boldsymbol{\alpha}$ – вектор информативных параметров полезного сигнала;

$\boldsymbol{\beta}$ – вектор неинформативных параметров полезного сигнала (совокупность случайных фаз и амплитуд, параметры случайной деполяризации сигнала);

$\mathbf{n}(t, \mathbf{v})$ – векторная реализация помехи;

\mathbf{v} – вектор случайных параметров помехи; (в рассматриваемом случае все помеховые сигналы, поступающие на вход анализируемого телевизионного приемника, в том числе, от передатчиков синхронной сети, время задержки которых превышает временную длительность защитного интервала).

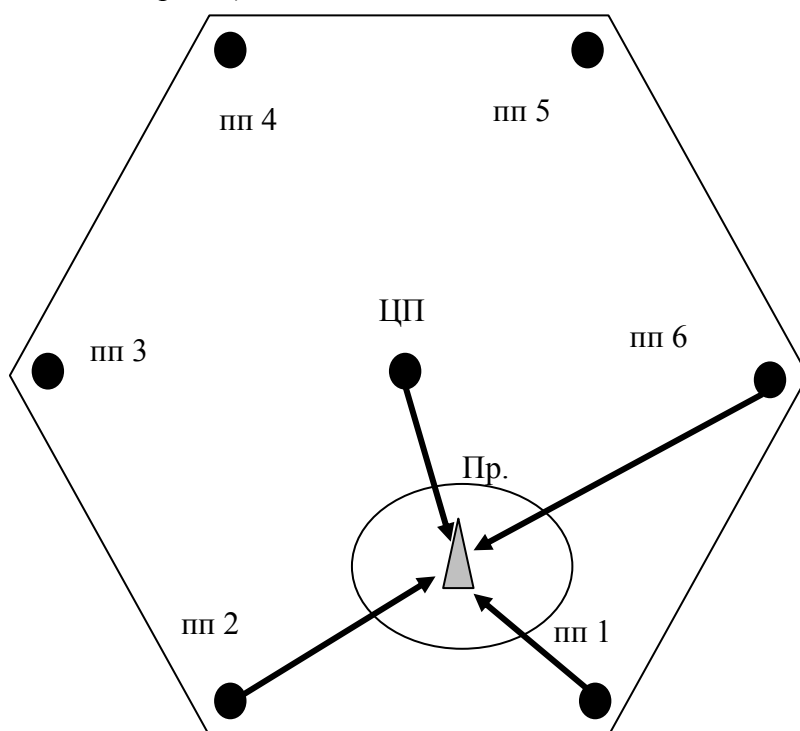


Рисунок 1 – Сложение сигналов на входе телевизионного приемника от периферийных (пп) и центрального (цп) передатчиков одночастотной синхронной сети

Считаем, что каждый из элементов выборки помехи (n_i) распределен по нормальному закону с дисперсией (σ_i^2) и корреляционной матрицей помехи: $\varphi = \|\varphi_{ik}\| = \|\rho_{ik} \sigma_i \sigma_k\|$. Тогда с учетом сказанного плотность вероятности гауссова закона распределения помехового вектор-столбца (\mathbf{n}) можно представить в виде:

$$p_n(\mathbf{y}) = (2\pi)^{-\frac{m}{2}} |\varphi|^{-\frac{1}{2}} \exp(-\mathbf{y}^T \varphi^{-1} \mathbf{y} / 2) \quad (4)$$

Матричное произведение (3) представляет собой квадратичную форму выборки (\mathbf{y}) с коэффициентом $(\mathbf{f}^1)_{ik}$ в виде элементов матрицы (\mathbf{f}^1) :

$$\mathbf{y}^T \varphi^{-1} \mathbf{y} = \sum_{i,k=1}^m (\varphi^{-1})_{ik} y_i y_k \quad (5)$$

С учетом выражений (2) и (4) формулу для логарифма отношения правдоподобия (1) можно представить в виде:

$$\ln l = -(\mathbf{y} - \mathbf{x})^T \varphi^{-1} (\mathbf{y} - \mathbf{x}) / 2 + \mathbf{y}^T \varphi^{-1} \mathbf{y} / 2 = (\mathbf{y}^T \varphi^{-1} \mathbf{x} + \mathbf{x}^T \varphi^{-1} \mathbf{y}) / 2 - \mathbf{x}^T \varphi^{-1} \mathbf{x} / 2 \quad (6)$$

Учитывая правило транспонирования произведения матриц, а также симметрию матриц $\mathbf{f}^1 = (\mathbf{f}^1)^T$, выражение для $\ln l$ можно представить в виде:

$$\ln l = \zeta - q^2 / 2 = q(\zeta_n - q / 2). \quad (7)$$

Значение z , q^2 и z_n в выражении (7) определяется как:

$$\zeta = \mathbf{x}^T \varphi^{-1} \mathbf{y}, \quad (8)$$

$$\zeta = \mathbf{y}^T \varphi^{-1} \mathbf{x}, \quad (9)$$

$$q^2 = \mathbf{x}^T \varphi^{-1} \mathbf{x}, \quad (10)$$

$$\zeta_n = \zeta / q. \quad (11)$$

Физический смысл сложения полезных сигналов на входе телевизионного приемника в одночастотной синхронной сети можно пояснить на примере двухэлементной выборки для условий, когда время задержки полезных сигналов не превышает установленного защитного интервала. Двухэлементная выборка соответствует напряжениям двух полезных сигналов, поступающих от двух передатчиков одночастотной синхронной сети на вход приемника в пределах защитного интервала времени (Рисунок 1). Эта выборка образована наложением полезного сигнала и помехи. Весовой вектор будет иметь вид [5]:

$$\mathbf{r} = \varphi^{-1} \mathbf{x} = \frac{1}{1 - \rho^2} \begin{bmatrix} x_1 / \sigma_1^2 - \rho x_2 / \sigma_1 \sigma_2 \\ -\rho x_1 / \sigma_1 \sigma_2 + x_2 / \sigma_2^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Весовую сумму (9) можно представить следующим образом:

$$\zeta = \mathbf{y}^T \mathbf{r} = \frac{(x_{1n} - \rho x_{2n}) y_{1n} + (x_{2n} - \rho x_{1n}) y_{2n}}{(1 - \rho^2)} \quad (13)$$

или

$$\zeta = \frac{(y_{1n} - \rho y_{2n}) x_{1n} + (y_{2n} - \rho y_{1n}) x_{2n}}{(1 - \rho^2)}, \quad (14)$$

где:

$$y_{1n} = \frac{y_1}{\sigma_1}, \quad y_{2n} = \frac{y_2}{\sigma_2}, \quad x_{1n} = \frac{x_1}{\sigma_1}, \quad x_{2n} = \frac{x_2}{\sigma_2} \quad - \text{взвешенные по уровням помехи значения}$$

принимаемых и ожидаемых напряжений.

Такое оптимальное взвешивание, предусмотренное уже обработкой (8) создает условия оптимизации накопления сигналов и компенсации помех.

Параметр обнаружения q в обоих случаях (13) и (14) определяется выражением:

$$q^2 = \mathbf{x}^T \mathbf{r} = \frac{1}{1-\rho^2} (x_{1n}^2 + x_{2n}^2 - 2\rho x_{1n} x_{2n}). \quad (15)$$

Проанализируем полученные выражения (13), (14) и (15) для наиболее показательных частных случаев.

1. Так, например, в случае равенства нулю коэффициента корреляции помеховой выборки ($\rho = 0$) и равенства между собой дисперсий элементов выборки $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma^2$ весовая сумма (z) и отношение сигнал/помеха (q^2) равны соответственно:

$$\zeta = y_{1n} x_{1n} + y_{2n} x_{2n}; \quad q^2 = x_{1n}^2 + x_{2n}^2. \quad (16)$$

Из (16) следует, что каждое из принятых нормированных напряжений (y_{1n}, y_{2n}) умножается при весовой обработке на соответствующее нормированное по уровню помехи значение ожидаемого напряжения. Это соответственно приводит к накоплению сигнальных составляющих.

Если математическое ожидание весовой суммы (ζ) в отсутствии сигнала равно нулю $M_n(\zeta) = 0$, то при наличии сигнала математическое ожидание весовой суммы (ζ) будет равно:

$$M_{cn}(\zeta) = x_{1n}^2 + x_{2n}^2 = q^2 = q_1^2 + q_2^2, \quad (17)$$

где:

$|x_{1n}| = q_1, |x_{2n}| = q_2$ - являются параметрами обнаружения элементов выборки.

Причем, накопление сигнала осуществляется независимо от знака элементов выборки сигнала с одинаковыми весами элементов выборки, поскольку в данном случае $\sigma_1^2 = \sigma_2^2$.

2. В случае, когда коэффициент корреляции помеховой выборки равен нулю ($\rho = 0$) при этом $\sigma_1^2 \neq \sigma_2^2$, когерентное накопление сигнальных составляющих в отличие от первого случая производится с различными весами ($x_{1n} = \frac{x_1}{\sigma_1}, x_{2n} = \frac{x_2}{\sigma_2}$), т. е. в этом случае

осуществляется весовая обработка, связанная с межэлементным нормированием принимаемых напряжений по ожидаемому уровню помехи. (С меньшим весом учитывается элемент выборки, принимаемой на фоне более интенсивных помех).

3. В случае, когда корреляция помеховой выборки не равна нулю ($\rho \neq 0$) и $\sigma_1^2 \neq \sigma_2^2$, то когерентное накопление сигнальных составляющих дополняется при $\rho \neq 0$ когерентной компенсацией коррелированных частей помехи. Выражение (14) описывает получение остатков взаимной компенсации принимаемых элементов выборки ($y'_{1n} = y_{1n} - \rho y_{2n}, y'_{2n} = y_{2n} - \rho y_{1n}$) и последующее их накопление.

При наличии большого количества передатчиков в зоне выделения параметры распределения результирующего суммарного сигнала перестают быть известными априори. Однако могут быть выявлены две общие тенденции. Во-первых, среднее значение объединенного суммарного сигнала выше арифметической суммы средних значений отдельных сигналов, во-вторых, стандартное отклонение объединенного суммарного сигнала меньше этого же показателя у отдельных сигналов [7]. Это следует из теоремы Чебышева [6], согласно которой

для m сигналов $\mathbf{y}(t) = A\mathbf{x}(t, \boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta}) + \mathbf{n}(t, \mathbf{v})$ от m передатчиков зоны выделения, поступивших на вход телевизионного приемника (Рисунок 1), дисперсия реализаций будет равна:

$$D_y = \frac{1}{m^2} \sum_{k=1}^m D \left[\mathbf{k}(t, \boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta}) + \mathbf{n}(t, \mathbf{v}) \right].$$

Среднее значение, корреляционная функция и, особенно, стандартное отклонение сильно зависят от конфигурации конкретных сигналов и должны определяться посредством статистических процедур.

В анализируемой системе DVB-T используется сигнал COFDM. Этот тип сигнала был специально разработан для борьбы с помехами при многолучевом приеме [8]. В общем виде в аналитической форме сигнал может быть представлен в виде [4]:

$$S(t) = \sum_{k=1}^N A_k \cos 2\pi kft + \sum_{k=1}^N B_k \sin 2\pi kft, \quad (18)$$

где:

- A_k, B_k – информационные параметры, которые представляют собой случайные значения координат точек кодирования в пространстве сигналов при модуляции вида 64 КАМ и др.;

- $k=1, \dots, N$, где N – общее число гармонических несущих;

- f – разнос по частоте между гармоническими несущими.

Известно [8], что в структуре сигнала COFDM последовательный цифровой поток преобразуется в большое число параллельных потоков (субпотоков), каждый из которых передается на отдельной несущей. Группа несущих частот, которая в данный момент времени переносит биты параллельных цифровых потоков, называется "символом COFDM". Благодаря тому, что используется большое число параллельных потоков (обычно 1705 или 6817 субпотоков), длительность символа в параллельных потоках получается существенно больше, чем в последовательном потоке данных (соответственно 280 или 1120 мкс - в зависимости от числа используемых субпотоков). Это позволяет в декодере задержать оценку значений принятых символов на время, в течение которого изменения параметров радиоканала из-за действия эхо-сигналов прекратятся, и канал станет стабильным.

Таким образом, при COFDM временной интервал символа субпотока T_s делится на две части - защитный интервал T_g , в течение которого оценка значения символа в декодере не производится, и рабочий интервал символа T_u , за время которого принимается решение о значении принятого символа. При этом для правильной работы системы эхоподавления необходимо, чтобы защитные интервалы находились не в начале, а в конце символов, то есть в защитном интервале продолжается модуляция несущей предшествующим символом.

В данном случае представляет интерес определение интервала корреляции, который означает на каком интервале времени в среднем имеет место корреляция между значениями случайного процесса, существенная для решаемой задачи. Значение времени корреляции можно определить в соответствии с выражением [10]:

$$\tau_k = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |r_s(\tau)| d\tau = \int_0^{\infty} |r_s(\tau)| d\tau, \quad (19)$$

где:

$r_s(\tau)$ - нормированный коэффициент корреляции.

Нормированный коэффициент корреляции представляет собой нормированную корреляционную функцию.

Корреляционная функция закона модуляции рассматриваемого сигнала COFDM может быть представлена в классическом виде [11]:

$$R_s(\tau) = \frac{1}{T_s} \int_{-\infty}^{\infty} S(t)S^*(t-\tau)dt. \quad (20)$$

Подставляя выражение (18) в формулу (20) и учитывая, что произведения случайных значений составляющих сигнала после усреднения равны соответственно $M S_k(t)S_i(t) = 0$ для $i \neq k$, а $M S_k(t)S_i(t) = M S_k^2(t)$ для $i = k$, то после нормировки выражения (20) получим окончательную формулу для значения нормированного коэффициента корреляции:

$$r_s(\tau) = \frac{1}{N} \sum_k^N \cos 2\pi f_k \tau. \quad (21)$$

После подстановки выражения (21) в формулу (19) получим, что для интервала корреляции сигнала COFDM для режима 8k на интервале наблюдения, равном полной длительности символа COFDM ($T_s=1120$ мкс) имеет место корреляция между значениями случайного процесса, существенная для решаемой задачи, т. к. интервал корреляции в этом случае составляет 717 мкс.

Для практических расчетов при оценке эффекта сетевого усиления в режиме подвижного приема в одночастотной синхронной сети системы DVB-T необходимо знание закона распределения напряженности поля.

В большинстве известных методов прогнозирования потерь при распространении радиоволн предполагается, что значения напряженности поля имеют логарифмически нормальное распределение в зависимости от процента местоположений [12]. Поэтому для определения суммарного значения напряженности поля полезного сигнала в синхронной сети был принят логарифмически нормальный метод (k -LNM) [7].

Метод LNM является приближенным методом статистических вычислений распределения сумм нескольких переменных, распределенных по логарифмически нормальному закону. При определении покрытия он позволяет оценить вероятность охвата малой зоны. Данный метод основан на предположении, что распределение результирующей суммы полезных полей также является логарифмически нормальным. Метод LNM до некоторой степени способен работать с разными стандартными отклонениями в распределениях отдельных полей. Для повышения точности метода LNM в области больших вероятностей (высоких значений покрытия) может быть введен поправочный коэффициент k . Эта версия LNM получила название k -LNM.

Метод k -LNM включает в себя следующие этапы:

Шаг 1: Преобразование значений напряженности полей и стандартных отклонений $\bar{F}_i, \sigma_i, i=1..n$, из шкалы дБ в шкалу неперов:

$$X_{Neper} = \frac{1}{10 \lg(e)} \cdot X_{dB}$$

Шаг 2: Определение среднего значения, M_i , и дисперсии, S_i^2 , n распределений уровней мощности:

$$M_i = e^{\frac{\bar{F}_i + \sigma_i^2}{2}}, \quad S_i^2 = e^{2\bar{F}_i + \sigma_i^2} \cdot (e^{\sigma_i^2} - 1), \quad i=1..n \quad (\text{шкала неперов})$$

Шаг 3: Определение среднего значения, M , и дисперсии, S^2 , распределения суммарной мощности:

$$M = \sum_{i=1}^n M_i, \quad S^2 = \sum_{i=1}^n S_i^2 \quad (\text{шкала неперов})$$

Шаг 4: Определение параметров распределения, \bar{F}_Σ и σ_Σ , приближенного логарифмически нормального распределения суммарного уровня:

$$\sigma_\Sigma^2 = \log_e \left(k \frac{S^2}{M^2} + 1 \right), \quad \bar{F}_\Sigma = \log_e \left(M \frac{\sigma_\Sigma^2}{2} \right) \quad (\text{шкала неперов})$$

Шаг 5: Преобразование \bar{F}_Σ и σ_Σ из шкалы неперов в шкалу дБ:

$$X_{\text{дБ}} = 10 \lg \left(X_{\text{Непер}} \right)$$

\bar{F}_Σ и σ_Σ – среднее значение напряженности поля и стандартное отклонение, соответственно, приближенного логарифмически нормального распределения фактического суммарного уровня поля.

В эталонной сети расстояние между центральным и периферийными передатчиками является постоянным и не превышает защитного интервала, то есть, при использовании режима 8К, и длительности защитного интервала 1/4 расстояние между передатчиками в зоне выделения не должно превышать 67 км. [12]. В тоже время, развертывание сетей цифрового телевидения должно, по возможности, базироваться на существующих антенно-мачтовых сооружениях, взаимное расположение которых может не соответствовать расположению передающих устройств в эталонной сети. В связи с этим, для определения мест уверенного приема в каждой зоне выделения должен применяться следующий порядок действий [2]:

- определение местоположения передающих устройств в данной зоне выделения;
- в точках, расположенных через определенные расстояния определяются передающие устройства, для которых выполняется условие сетевого усиления синхронной сети;
- определение напряженности поля создаваемое каждым передающим устройством;
- сложение напряженностей поля полезных передатчиков методом k -LNM;
- проверка соответствия суммарной напряженности поля необходимому значению напряженности поля для уверенного приема, для данного процента времени и мест;
- выявление передающих устройств, для которых время задержки превышает длительность защитного интервала и определение напряженности мешающего сигнала;
- сложение напряженностей поля мешающего сигнала методом суммирования мощностей;
- сравнение отношения суммарных значений напряженности поля полезного и мешающего сигналов с соответствующим защитным соотношением в совмещенном канале приема.

На основе алгоритма, представленного выше, была разработана программа для расчета сетевого усиления, на основе которой был проведен расчет бюджета мощности передающих устройств и высот дополнительных АМС для обеспечения полного покрытия в режиме подвижного приема в 10 зонах выделения цифрового Плана Украины [3].

Результаты расчета показывают [3], что использование сетевого усиления для режима подвижного приема приводит, в среднем по 10 зонам выделений, к снижению общей высоты антенн на 31,4 % и снижению бюджета мощности для каждой из зон выделения в среднем на 29,5 % по сравнению с планированием без использования сетевого усиления.

Так, например, для зоны выделения № 22 (г. Харьков) результаты расчета приведены в Таблице 1 и на рисунках 2 и 3.

Таблиця 1 - Результаты расчета ЭИМ и высот антенн в зоне выделения

Номер станции	Без учета выигрыша синхронной сети		С учетом выигрыша синхронной сети		Снижение $h_{эф}$, м	Снижение ЭИМ, дБ
	$h_{эф}$, м	ЭИМ,	$h_{эф}$, м	ЭИМ		
Богодухів	63	41,5	63	41,5		
Зміїв	100	43,5	100	40,5		-3
Харків	242	46,5	242	45,5		-1
Люботин	96	39,5	96	37,5		-2
Чугуїв	150	43	120	41,5	-30	-1,5
Валки	150	44,5	150	43		-1,5
Нова Водолага	150	43,5	150	42,5		-1
Бирки	120	42,5	90	39,5	-30	-3
Велика Бабка	150	42	120	39,5	-30	-2,5
Тернова	150	40,5	150	40		-0,5
Жовтневе	120	39,5	Не используется			
Золочев	150	43,5	150	42,5		-1
Сковородиновка	150	42,5	120	40,5	-30	-2
Рожки	150	39	120	38	-30	-1

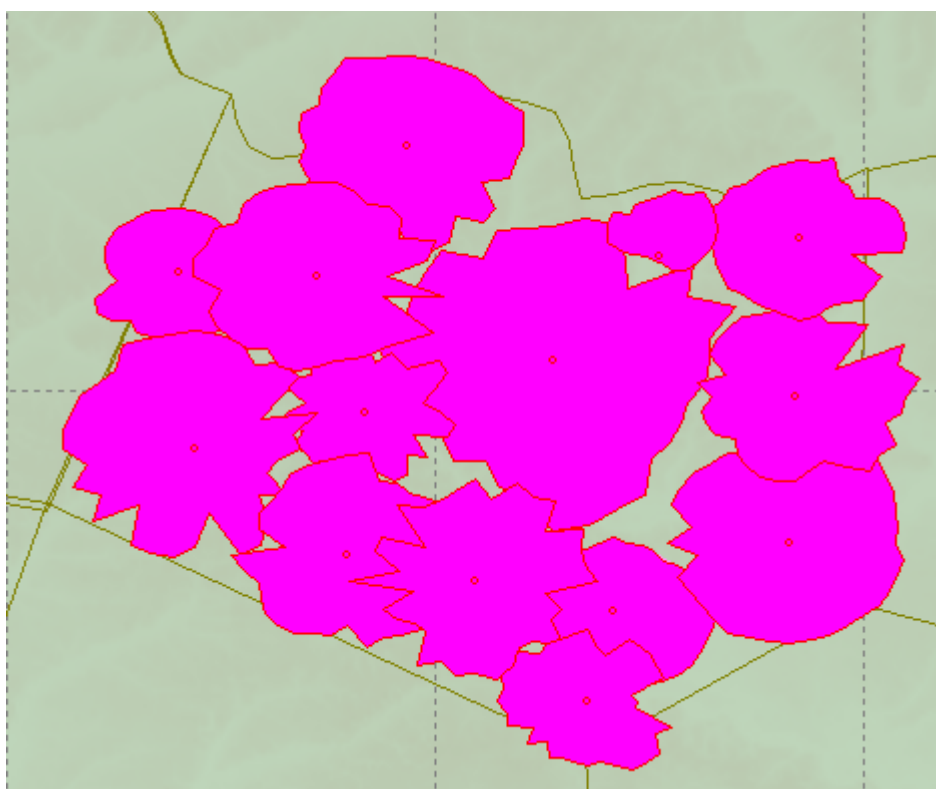


Рисунок 2 – Покритие в зоне выделения № 22 без учета сетевого усиления

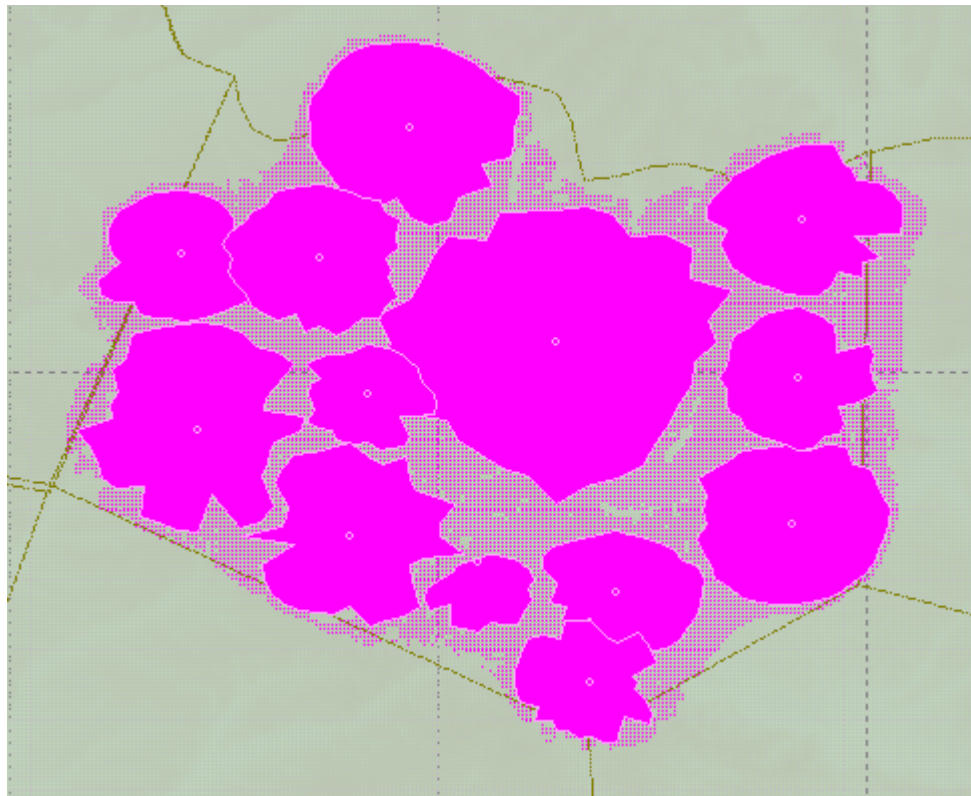


Рисунок 3 – Покриття в зоні виділення № 22 з урахуванням мережевого посилення

Література

- 1 Звіт про науково-дослідну роботу «Розробка плану першого етапу впровадження в Україні цифрового наземного радіомовлення у смугах частот 174 - 230 МГц і 470 - 862 МГц у вигляді синхронних мереж цифрового мовлення згідно з Планом «Женева-06»»Етап 1. Визначення додаткової кількості та параметрів антенно-щоглових споруд з урахуванням різних типів прийому (проміжний)
- 2 Драганов В. М., Маковеєнко Д.А. Оценка выигрыша сетевого усиления в синхронной сети // Праці УНДІРТ. – 2007. – № 2-3. – с. 74 – 78.
- 3 Звіт з НДР «Розроблення системного проекту мереж наземного цифрового мовлення», Шифр "Система - НЦТМ" (Контракт № 31 від 19.06.07 р.). Етап 2: Визначення технічних параметрів антенно-щоглових споруд та передавачів для забезпечення повного покриття експериментальних зон виділення, (Заключний звіт), ДП УНДІРТ, Одеса, 2007.
- 4 Technical Basis for the CEPT T-DAB Planning meeting. European Broadcasting Union, 1994.
- 5 Я. Д. Ширман, В. Н. Манжос. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. -М.: Радио и связь, 1981.
- 6 П. А. Бакут и др. Теория обнаружения сигналов. –М.: Радио и связь, 1984
- 7 Справочник по ЦНТВ, Бюро Радиосвязи, Женева 2002.
- 8 DVB-T_Encikl.htm. Свободная Энциклопедия@Broadcasting.Ru. 2008.
- 9 А. В. Выходец, С. Н. Ганжа С. Н., Лапин В. А. Цифровое звуковое радиовещание: Учебное пособие/ Под. общ. ред. Н. К. Михайлова. – Одесса: «Феникс», 2006.
- 10 В. И. Тихонов, В. Н. Харисов. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. –М.: Радио и связь, 1991.– 272 с.
- 11 А. Е. Охрименко. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Часть 1. Основы радиолокации. –М.: Воениздат МО СССР, 1983.
- 12 Заключительные акты «Региональной конференции радиосвязи по планированию цифровой наземной радиовещательной службы в частях Районов 1 и 3 в полосах частот 174– 230 МГц и 470–862 МГц (РКР - 06)» – Женева: 2006 г.