

Радиоприем на сверхвысоких
частотах

Особенности приемников СВЧ

Поддиапазоны СВЧ

Диапазон	L	S	C	X	Ku	K	Ka	V	W
Полоса частот, ГГц	0,8 ...2	2...4	4...8	8...12	12...18	18...27	27...40	40...75	75...110
Используемая полоса частот, ГГц		1.7-2.1	3.4-3.9 5.6-6.2	7.9-8.4	10.7-11.7, 12.7-13.2, 14.5-15.35,	17.7-19.7 21.2-23.6 25.25-27.5	37-39.5, 38.6-40	54.25-57.2, 57.2-58.2	

По существующим нормам, к технике СВЧ относится область частот выше $f = 300 \text{ МГц}$ или диапазон волн с длиной $\lambda = 1 \text{ м} \dots 1 \text{ мм}$ (дециметровые, сантиметровые и миллиметровые волны).

Со стороны коротких волн к диапазону сверхвысоких частот (СВЧ) примыкает область субмиллиметровых волн ($\lambda = 1 \text{ мм} \pm 0.1 \text{ мм}$). Субмиллиметровые волны часто считаются входящими в диапазон СВЧ.

СВЧ тракт приёма - совокупность оборудования, обеспечивающего приём СВЧ сигнала, его предварительное усиление и преобразование. В состав приёмного оборудования ОТП входит:

- **антенно-фидерный тракт** (волноводный, коаксиальный) - для передачи принятого облучателем антенны СВЧ сигнала в приёмник;
- **малошумящий усилитель** – для предварительного усиления СВЧ сигнала до определённого уровня, обеспечивающего дальнейшую обработку этого сигнала
- **смеситель** - устройство, обеспечивающее преобразование СВЧ сигнала в более низкочастотный сигнал;
- **СВЧ гетеродин** - устройство, выполняющее функцию формирования СВЧ высокоста-бильных колебаний, которые используются смесителем для преобразования СВЧ информационного сигнала;
- **СВЧ полосно-пропускающие фильтры** – устройства, предназначенные для выделения диапазона принимаемых СВЧ сигналов.

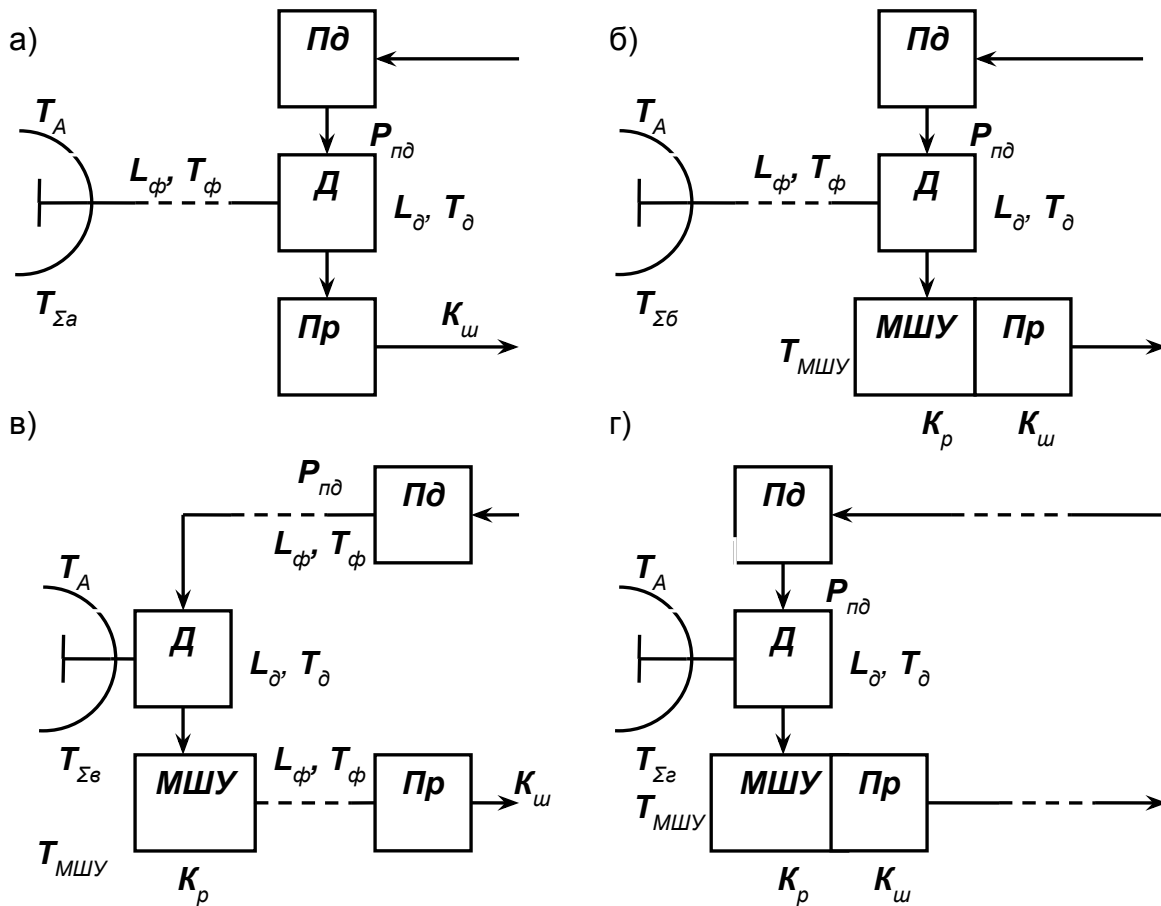


Рис 1. Структурные схемы построения приёмопередающих трактов средств связи СВЧ

K_ω - коэффициент шума приемника

K_p - коэффициент усиления мощности

$T_{МШУ}$ - эффективная шумовая температура МШУ

T_ϕ - температура фидера

T_δ - температура диплексера

T_A - эффективная шумовая температура антенны

L_δ - потери в диплексере

L_ϕ - потери в фидере

Приведём необходимые для определения T_{Σ}

выше приведённых схем известные соотношения, имеющие и самостоятельное значение.

Эффективная (эквивалентная) $T_{ш}$ шумовая температура пассивного элемента с потерями L и физической температурой T : $T_{ш} = T \cdot (L - 1)$ 1)

Эффективная шумовая температура четырёхполюсника и его коэффициент шума $K_{ш}$:

$$T_{ш} = T_0 \cdot (K_{ш} - 1) \quad K_{ш} = 1 + \frac{T_{ш}}{T_0} = 1 + (L - 1) \cdot \frac{T}{T_0}. \quad 2)$$

Коэффициент шума цепочки N каскадно включённых четырёхполюсников, обладающих усилением K_{Pi} и коэффициентом шума $K_{шi}$:

$$K_{ш\Sigma} = K_{ш1} + \frac{K_{ш2} - 1}{K_{P1}} + \frac{K_{ш3} - 1}{K_{P1} \cdot K_{P2}} + \dots = K_{ш1} + \sum_{i=2}^N \frac{K_{шi} - 1}{\prod_{j=1}^{i-1} (K_{Pj})}. \quad 3)$$

Эффективная шумовая температура цепочки N четырёхполюсников:

$$T_{ш\Sigma} = T_{ш1} + \frac{T_{ш2}}{K_{P1}} + \frac{T_{ш3}}{K_{P1} \cdot K_{P2}} + \dots = T_{ш1} + \sum_{i=2}^N \frac{T_{шi}}{\prod_{j=1}^{i-1} (K_{Pj})} \quad 4)$$

Коэффициент шума реального четырёхполюсника с усилением мощности K_p в эффективной полосе частот равен отношению шумовой мощности на его выходе $P_{ш.ВЫХ}$ к той её части, которая обусловлена шумами согласованной нагрузки, находящейся на входе при стандартной температуре $T_0 = 290$ К:

$$K_{ш} = \frac{(P_c/P_{ш})_{ВХ}}{(P_c/P_{ш})_{ВЫХ}} = \frac{P_{ш.ВЫХ}}{k \cdot T_0 \cdot \Delta f \cdot K_p} = \frac{k \cdot T_0 \cdot \Delta f \cdot K_p + P_{ш.ВЫХ.СОБ}}{k \cdot T_0 \cdot \Delta f \cdot K_p} = 1 + \frac{P_{ш.ВЫХ.СОБ}}{k \cdot T_0 \cdot \Delta f \cdot K_p}, \quad 5)$$

где $k \cdot T_0 \cdot \Delta f \cdot K_p$ - усиленные четырёхполюсником шумы согласованной нагрузки;

$P_{ш.ВЫХ.СОБ}$ - собственные шумы четырёхполюсника.

Подставив (1) – (3) в (4), получим следующие выражения для эффективной шумовой температуры приёмного тракта приведённой ко входу облучателя каждой из выше приведённых схем (рис. 2.1, а...г):

$$T_{\Sigma a} = T_A + T_\phi \cdot (L_\phi - 1) + L_\phi \cdot [T_d \cdot (L_d - 1) + T_0 \cdot (K_{ш} - 1) \cdot L_d] \quad 6)$$

$$T_{\Sigma б} = T_A + T_\phi \cdot (L_\phi - 1) + L_\phi \cdot \left[T_d \cdot (L_d - 1) + L_d \cdot \left(T_{\text{МШУ}} + T_0 \cdot \frac{K_{ш} - 1}{K_p} \right) \right] \quad 7)$$

$$T_{\Sigma в} = T_A + T_d \cdot (L_d - 1) + L_d \cdot \left[T_{\text{МШУ}} + \frac{T_\phi}{K_p} \cdot (L_\phi - 1) + T_0 \cdot \frac{K_{ш} - 1}{K_p} \cdot L_\phi \right] \quad 8)$$

$$T_{\Sigma г} = T_A + T_d \cdot (L_d - 1) + L_d \cdot \left[T_{\text{МШУ}} + T_0 \cdot \frac{K_{ш} - 1}{K_p} \right] \quad 9)$$

Как следует из анализа (6...9), наименьшее значение T_Σ имеет система, выполненная по схеме рис. 2.1,з, в которой МШУ и приёмник вынесены непосредственно к антенне. Величина T_Σ падает с уменьшением L_ϕ , $K_{ш}$, $T_{\text{МШУ}}$ и с увеличением $K_{p_{\text{МШУ}}}$

В качестве приёмного выберем тракт, обеспечивающий минимум суммарной эффективной шумовой температуры T_Σ . Это реально позволяет снизить уровень шумов тракта и увеличить чувствительность приёмника, понизить требования к элементам тракта, т.е упростить его, что является очень важным элементом при построении спутниковой системы связи. Структурная схема этого тракта показана на рис.2.

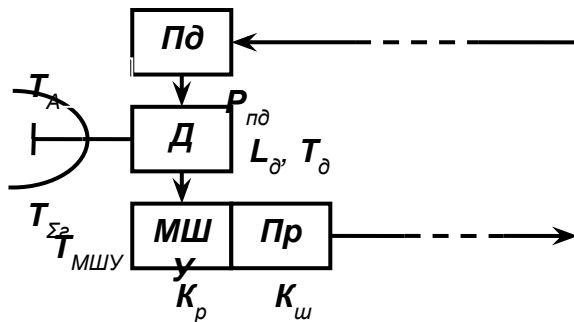


Рис 2. Структурная схема выбранного приёмного тракта СВЧ

Достоинства приёмников прямого усиления:

- простота построения и дешевизна;
- несложная перестройка в диапазоне частот при условии малого коэффициента перекрытия по частоте;
- отсутствие побочных каналов приёма;

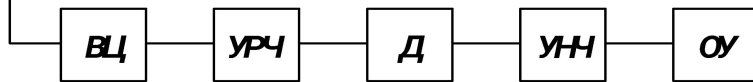
Недостатки:

- низкая чувствительность из-за трудностей получения большого усиления на высоких частотах;
- слабая избирательность, а также неравномерность избирательных свойств в диапазоне рабочих частот, поскольку для любых избирательных систем их полоса пропускания растёт с ростом частоты:

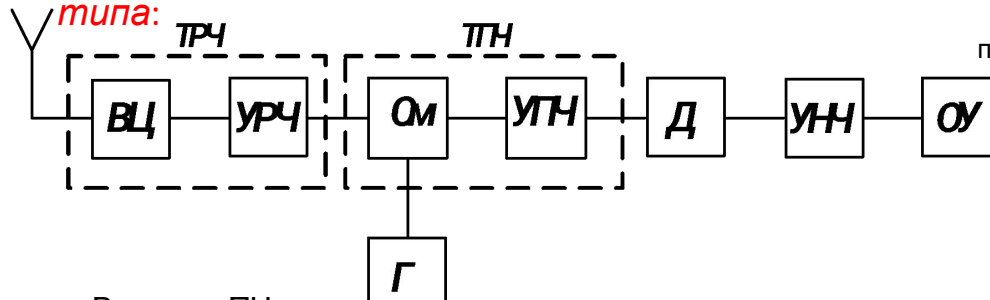
$$\Delta f_{\text{проп.}} \approx \frac{f}{Q}$$

где Q – добротность избирательной системы.

По структурной схеме бывают приёмники **прямого усиления:**



и приёмники **супергетеродинного типа:**



В тракте ПЧ супергетеродинного приемника осуществляется перенос радиосигнала на постоянную и более низкую промежуточную частоту, на которой **легче реализовать фильтры с узкой полосой пропускания и крутыми скатами характеристики затухания для лучшего ослабления помех соседнего колебания и следовательно обеспечить более высокую избирательность** по сравнению с приёмником прямого усиления. Такая схема построения позволяет получить **большой коэффициент усиления** (без опасности самовозбуждения тракта), т.е. обеспечить **высокую чувствительность системы**.

Недостатки:

гораздо большая сложность и стоимость;
 возможность попадания в антенну с последующим излучением колебания гетеродина;
 появление побочных каналов приёма (зеркальный канал приёма, канал промежуточной частоты, соседний канал приёма).
 Для подавления побочных каналов приёма применяется двойное, тройное а иногда и чет-вертное преобразование частоты.

Выбор количества преобразований

частоты

При проектировании супергетеродинного приёмника следует стремиться к одному преобразованию частоты в приёмнике, поскольку увеличение числа преобразований приводит к росту количества побочных каналов приёма. Однако при строгих требованиях ослабления помех в зеркальном и соседних каналах приёма может возникнуть необходимость применения двух, а иногда и трёх преобразований частоты.

Необходимо учитывать меры по ослаблению помех по зеркальному каналу и помех соседних каналов: при выборе промежуточных частот желательно, чтобы их номиналы не находились в диапазонах частот мощных радиостанций (вещательных, точного времени и т.д.) и соответствовали некоторым нормированным значениям.

На выбранной промежуточной частоте последнего преобразования должно обеспечиваться требуемое ослабление помех соседних каналов приёма при заданной величине коэффициента прямоугольности характеристики основной избирательности, а также качественная демодуляция принимаемых сигналов.

Схему с двойным преобразованием частоты позволяет улучшить односигнальную избирательность: по комбинационным каналам приёма (особенно по зеркальному каналу), по соседнему каналу и по каналу промежуточной частоты.

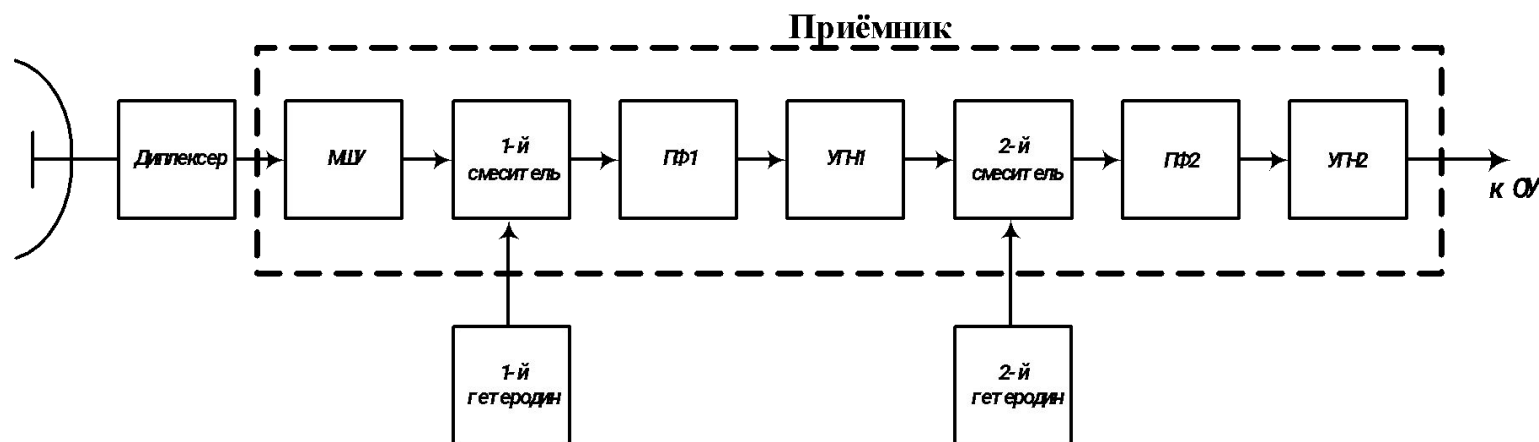


Рис. 3. Структурная схема супергетеродинного приёмного тракта СВЧ

Малошумящий

усилитель

Приёмную систему, состоящую из антенны, элементов фидерного тракта и приёмника, можно представить в виде n каскадно связанных четырёхполюсников, характеризуемых эффективной шумовой температурой $T_{\Sigma i}$ и коэффициентом усиления $K_{Pi} = P_{\text{вых } i} / P_{\text{вх } i}$

Эффективная шумовая температура T_{Σ} , приведённая ко входу приёмника определяется известным выражением (4) для случая полного согласования элементов приёмной системы между собой.

Уменьшение T_{Σ} снижает мощность собственных шумов $P_{\text{ш.вх}}$ на входе приёмной системы, улучшая её пороговую чувствительность $P_{\text{вх.миг}}$ т.е. позволяет принимать более слабые сигналы. Это следует из определения пороговой чувствительности

$$P_{\text{вх.миг}} = P_{\text{ш.вх}} = k \cdot T_{\Sigma} \cdot \Delta f$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К

- постоянная Больцмана;

Δf - полоса пропускания приёмной системы, Гц.

Снижение T_{Σ} приёмной системы – наиболее эффективный и экономичный способ повышения энергетического потенциала радиоприёмника связи.

К МШУ современных приёмных систем предъявляются следующие основные требования:

1) Они должны быть пригодны для установки вблизи от облучателя антенны (желательно, перед фидером с потерями), обладать малой шумовой температурой и большим коэффициентом усиления.

При этом согласно (9) снижается T_{Σ} приёмной системы в целом, а следовательно, увеличивается отношение $P_{\text{св}}/P_{\text{ш}}$ на выходе канала связи. Если же величину T_{Σ} оставить неизменной, то введение вынесенного к антенне МШУ позволит принимать более слабые сигналы. Однако снижать шумовую температуру усилителя до уровня $T_{\text{МШУ}} \ll T_A$ нерационально, так как это сопряжено со значительными техническими трудностями и не приводит к существенному уменьшению T_{Σ} .

2) Ширина и форма полосы пропускания МШУ должна обеспечивать безискажённый приём сигнала и заданную помехозащищённость. Перестройка МШУ затруднена, поэтому они, как правило, выполняются широкополосными, не перестраиваемыми в рабочем диапазоне. Перестраиваются или сменяются только пассивные узкополосные фильтры-преселекторы, пропускающие полосу частот принимаемого сигнала и защищающие усилитель от сильных помех вне этой полосы.

3) Коэффициент усиления МШУ максимален при полном согласовании его входа с трактом, а коэффициент шума минимален при некотором их рассогласовании. В связи с этим для минимизации $T_{ш}$ приёмной антенны в ряде случаев целесообразно некоторое рассогласование входа МШУ с трактом (до КСВ $\geq (5...15)$). Все остальные элементы тракта должны быть хорошо согласованы.

4) Уровень сигнала, попадающего на вход МШУ, в условиях эксплуатации аппаратуры связи может изменяться в весьма широких пределах. Поэтому МШУ должен обладать как можно большим динамическим диапазоном, определяемым отношением мощности входного сигнала $P_{вх.нас}$ соответствующей насыщению усилителя, к минимальному входному сигналу, $P_{вх.мин}$ определяемому уровнем собственных шумов МШУ.

5) Повышенной линейности амплитудной, амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик. Например, неравномерность АЧХ МШУ некоторых связных станций не превышает 0,5 дБ в полосе 500 МГц при усилении ≥ 40 дБ.

6) Должно быть малое время выхода на рабочий режим и быстрое восстановление работоспособности усилителей после воздействия сильной помехи.

7) Время наработки на отказ – не менее 100 тыс. часов, а время перехода с основного комплекта на резервный – не более нескольких десятых долей секунды (в многоканальных станциях спутниковой связи).

8) Простота обслуживания, контроля, минимальное число регулировок. Замена МШУ в аппаратуре не должна сопровождаться подстройкой его элементов.

9) Малые габариты, масса и потребляемая мощность – это особенно важно для бортовой и наземной мобильной аппаратуры.

Элементы тракта СВЧ, которые используются для построения земной станции

Антенна представляет собой параболический рефлектор диаметра $D = 1.2$ м и облучатель для приёма сигналов с круговой поляризацией правого вращения.

Отраженный рефлектором сигнал идет на облучатель. Его назначение – передать принятую антенной энергию ЭМВ спутника по волноводу к приёмнику.

Облучатель – один из важнейших узлов антенной системы, поэтому к нему предъявляются определенные требования:

- 1) диаграмма направленности должна быть осесимметричной и без боковых лепестков;
- 2) облучатель не должен сильно затенять параболическую антенну, так как это приводит к искажению её диаграммы направленности и снижению коэффициента использования поверхности параболоида вращения.

Облучателями параболических антенн служат слабонаправленные антенны. Это могут быть рупоры, щелевые антенны, спирали, диэлектрические антенны и др.

Волновод круглого сечения в большей степени удовлетворяет требованиям, предъявляемым к облучателям антенных систем – диаграмма направленности осесимметрична, в отличие от пирамидального (прямоугольного) волновода.

С выхода облучателя сигнал поступает на диплексер, который выполнен на волноводе круглого сечения.

Диплексер осуществляет разделение приёмного и передающего трактов, основанное на поляризационной селекции электромагнитных волн.

Диплексер должен удовлетворять требованию по подавлению сигнала, просачивающегося в приёмный тракт до необходимого уровня.

Ниже приведены типичные параметры диплексоров С – диапазона:

- развязка между приёмом и передачей: не менее 110 дБ;

- кроссполяризация: не менее – 40 дБ;

- рабочий диапазон частот:

- а) на приём: 3600...4200 МГц;

- б) на передачу: 5,925...6,525 МГц;

- потери: не более 0,25 дБ;

- диаметр волновода: $D = 58$ мм.

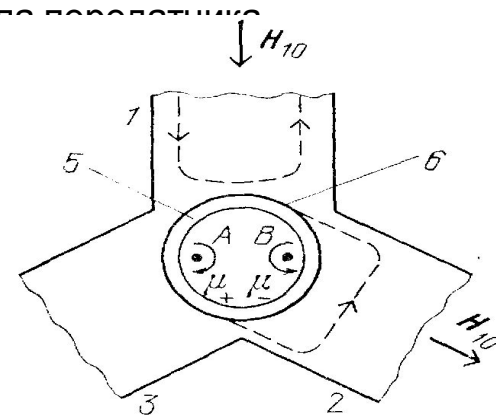
С выхода **диплексера** через сигнал поступает на вход

Y-циркулятора, представляющего собой симметричное H-плоскостное сочленение трёх прямоугольных волноводов, в центр которого помещён ферритовый цилиндр.

Циркулятор – это устройство, в котором движение потока энергии происходит в строго определённом направлении, зависящем от ориентации внешнего магнитного поля, намагничивающего феррит.

Волна H_{10} , поступающая на вход циркулятора по волноводу 1, преобразуется в области феррита в две волны, которые оббегают диск навстречу друг другу, одна по часовой стрелке, другая против неё. Направления вращения вектора образовавшихся волн противоположны (в точках А и В), поэтому их фазовые

Рис. 5. Y-циркулятор



Параметры феррита и напряжённости поля подбирают так, чтобы обе волны приходили к волноводу 3 в противофазе. При этом электромагнитная энергия будет поступать из волновода 1 в волновод 2 и не попадать в волновод 3. Аналогичным образом поясняется прохождение энергии из плеча 2 в плечо 3, из плеча 3 в плечо 1.

В данном приёмном тракте циркулятор будет использоваться в качестве вентиля для устранения отражённой от входа полосового фильтра волны, а также для согласования выхода диплексера с волноводным входом полосового фильтра.

С выхода циркулятора сигнал поступает на

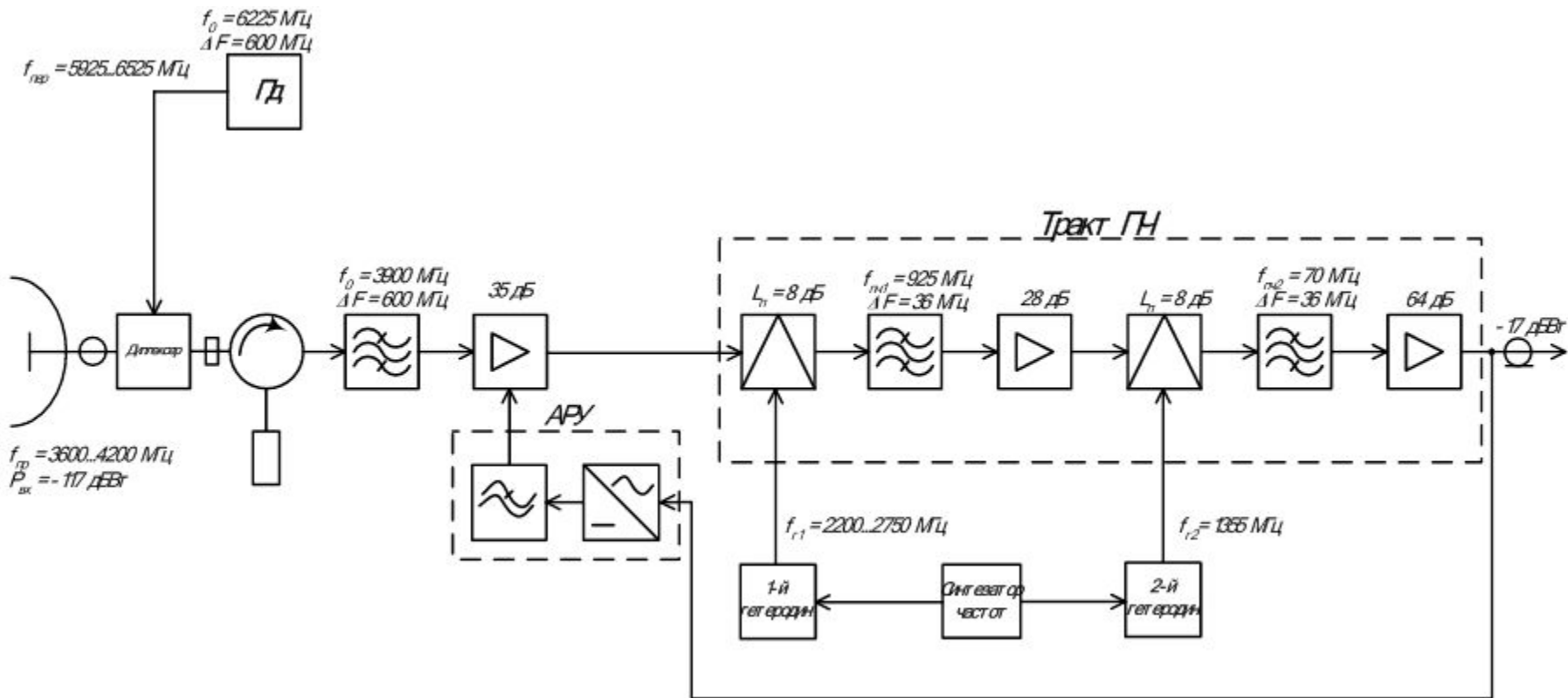


Рис.6. Функциональная схема приёмного СВЧ тракта

Расчёт МШУ СВЧ принято проводить с использованием бесструктурной модели транзистора в **S-параметрах**. При необходимости бесструктурная модель может быть дополнена структурной моделью. Обе модели взаимосвязаны: по S-параметрам транзистора, измеренным на нескольких частотах, можно определить (или уточнить) элементы его эквивалентной схемы и наоборот, известная эквивалентная схема позволяет рассчитать S-параметры на любой частоте диапазона, в котором эта схема корректна.

В основу расчёта и анализа транзисторного МШУ СВЧ должна быть положена *модель транзистора*. Это может быть *структурная (физическая) модель*, т. е. эквивалентная схема транзистора, либо *бесструктурная модель*, представляющая транзистор в виде эквивалентного четырёхполюсника.

Транзистор СВЧ как эквивалентный четырёхполюсник может быть описан, например, Y - или H -параметрами, которые обычно используются на более низких частотах. Но для измерения этих параметров необходимо обеспечить режимы холостого хода и короткого замыкания, трудно осуществимые на СВЧ из-за влияния паразитных элементов схемы. Более подходят для его описания *параметры матрицы рассеяния или S -параметры*, поскольку они измеряются в линиях с согласованными нагрузками, что на СВЧ наиболее просто.

Системы S - и S' - параметров транзистора

В системе S -параметров транзистор представляется в виде четырёхполюсника, включенного в линию передачи с волновым сопротивлением Z_0 . Линия согласована с генератором (источником сигнала) и нагрузкой, т. е. сопротивления генератора Z_r и нагрузки Z_n равны волновому сопротивлению линии (рис. 7).

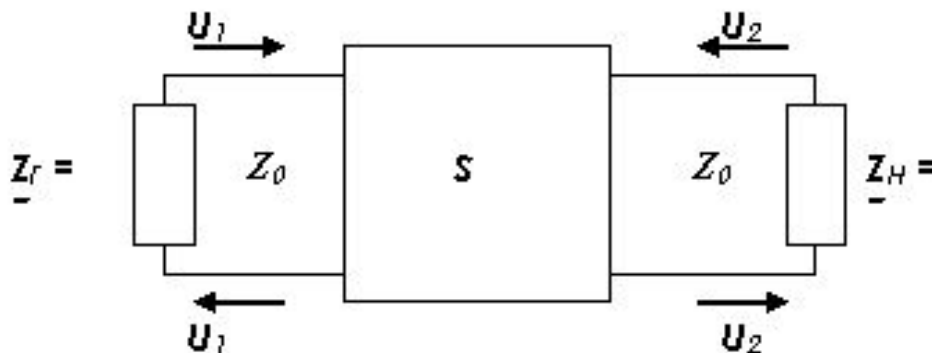


Рис. 7.

Для определённости примем $Z_0 = 50$ Ом. На входе и выходе четырехполюсника имеются падающие и отражённые волны напряжения $U_{i\text{пад}}$, $U_{i\text{отр}}$ ($i=1$ для входа, $i=2$ для выхода), связь между которыми задается параметрами матрицы рассеяния волн напряжения (S-параметрами):

$$U_{1\text{отр}} = S_{11} \cdot U_{1\text{пад}} + S_{12} \cdot U_{2\text{пад}}, \quad U_{2\text{отр}} = S_{21} \cdot U_{1\text{пад}} + S_{22} \cdot U_{2\text{пад}}.$$

Матрицу рассеяния волн напряжения принято называть просто матрицей рассеяния. Параметры матрицы рассеяния имеют ясный физический смысл:

$$S_{11} = \left. \frac{U_{1\text{отр}}}{U_{1\text{пад}}} \right|_{U_{2\text{пад}}=0}, \quad S_{22} = \left. \frac{U_{2\text{отр}}}{U_{2\text{пад}}} \right|_{U_{1\text{пад}}=0}$$

- коэффициенты отражения напряжения от входа и выхода четырехполюсника при согласовании на его выходе ($U_{2\text{пад}} = 0$) и входе ($U_{1\text{пад}} = 0$) соответственно;

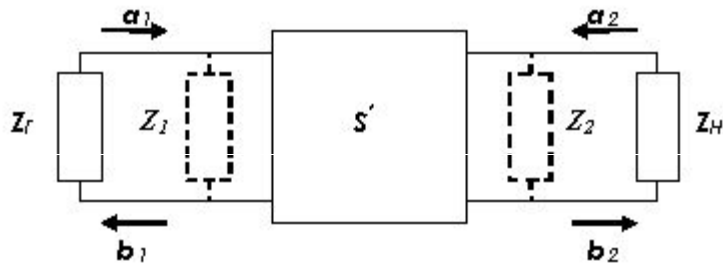
$$S_{12} = \left. \frac{U_{1\text{отр}}}{U_{2\text{пад}}} \right|_{U_{1\text{пад}}=0}, \quad S_{21} = \left. \frac{U_{2\text{отр}}}{U_{1\text{пад}}} \right|_{U_{2\text{пад}}=0},$$

- коэффициенты прямой и обратной передачи напряжения, определённые при тех же условиях.

Матрица рассеяния характеризует четырехполюсник, нагруженный на чисто резистивные сопротивления Z_0 .

В реальных же усилителях транзистор оказывается нагруженным на сопротивления, не только не равные Z_0 , но в общем случае комплексные. Произвольно нагруженный четырехполюсник принято описывать параметрами матрицы рассеяния волн мощности (S'-параметрами).

В системе S' -параметров транзистор в виде эквивалентного четырёхполюсника включается в общем случае на стыке двух линий передачи, не согласованных с генератором (источником сигнала) и нагрузкой (рис. 8). Входная подводящая линия трансформирует сопротивление генератора Z_r в сопротивление Z_1 в плоскости входных клемм четырёхполюсника, а выходная подводящая линия – сопротивление нагрузки Z_H в сопротивление Z_2 в плоскости его выходных клемм. Транзистор при этом нагружен на сопротивления Z_1 и Z_2 , в общем случае комплексные. Падающие a_i и отраженные b_i волны мощности на входе ($i=1$) и выходе ($i=2$) четырёхполюсника связаны между собой матрицей рассеяния волн мощности.



$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix},$$

где $a_i = \frac{U_i + Z_i \cdot I_i}{2 \cdot \sqrt{|\operatorname{Re} Z_i|}}, \quad b_i = \frac{U_i - Z_i^* \cdot I_i}{2 \cdot \sqrt{|\operatorname{Re} Z_i|}}, \quad (i=1, 2);$

Рис.

8

U_i, I_i – комплексные амплитуды напряжений и токов на входе и выходе четырёхполюсника;
 Z_i – комплексные сопротивления генератора ($i=1$) и нагрузки ($i=2$) в плоскости входных и выходных клемм четырёхполюсника соответственно;

$$S'_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad S'_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad - \text{коэффициенты прямой и обратной передачи, определённые при тех же условиях.}$$

$$S'_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad S'_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad - \text{коэффициенты отражения от входа и выхода четырёхполюсника при согласовании его на выходе ($a_2=0$) и входе ($a_1=0$) соответственно;}$$

Комплексные величины a_i и b_i принято называть *волнами мощности*, хотя они имеют размерность корня квадратного из мощности. Отношения этих величин, т. е. S' -параметры, не имеют ясного физического смысла. Однако введение волн a_i , b_i , а также матрицы рассеяния S' целесообразно по следующим причинам. Во-первых, квадраты модулей a_i , b_i действительно являются падающими и отражёнными волнами мощности, а их отношения — коэффициентами передачи и отражения мощности. Во-вторых, при равенстве сопротивлений Z_i волновому сопротивлению Z_0 S' -параметры сводятся к S -параметрам.

S' -параметры транзистора не могут быть измерены непосредственно, а могут быть рассчитаны с помощью S -параметров.

Многоканальный СВЧ приемник с двойным преобразованием частоты

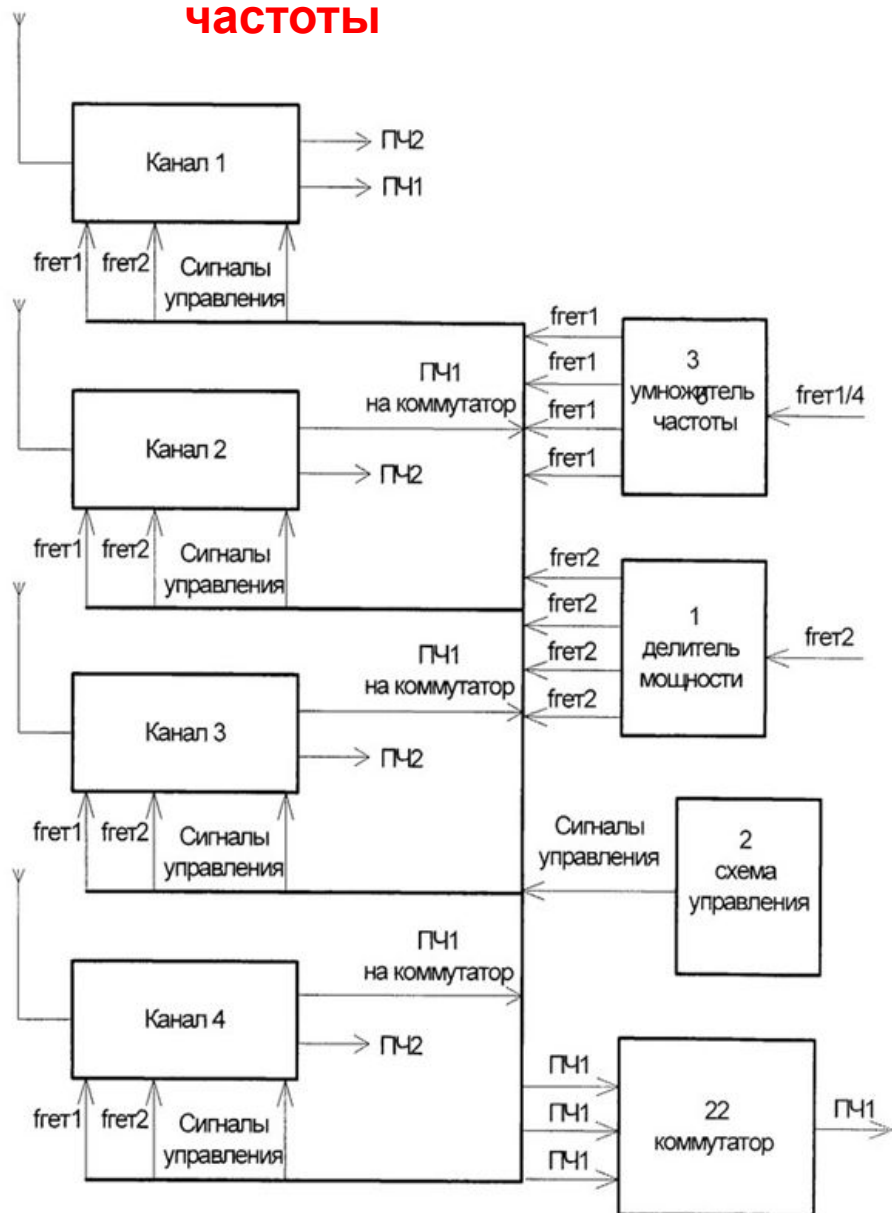


Рис.

Изобретение относится к СВЧ приемникам, применяемым в системах связи, навигации, бортовых и наземных РЛС.

Достижимый технический результат - повышение помехозащищенности от внешних помех и паразитных излучений, обеспечение высокой стабильности параметров канала при климатических воздействиях.

СВЧ приемник с двойным преобразованием частоты содержит делитель мощности, схему управления, умножитель частоты, коммутатор и n приемных каналов, каждый из которых содержит циклотронное защитное устройство, малощумящий усилитель, вентиль, два смесителя частот, первый полосно-пропускающий фильтр, первый усилитель первой промежуточной частоты, первый переключатель, второй полосно-пропускающий фильтр, первый аттенюатор, второй переключатель, второй усилитель первой промежуточной частоты, второй аттенюатор, третий аттенюатор, третий усилитель первой промежуточной частоты, каскад термостабилизации, четвертый аттенюатор, третий, четвертый и пятый переключатели, четвертый усилитель первой промежуточной частоты, третий попоено-пропускающий фильтр, усилитель второй промежуточной частоты, пятый аттенюатор.

Структурная схема современного микроволнового оборудования

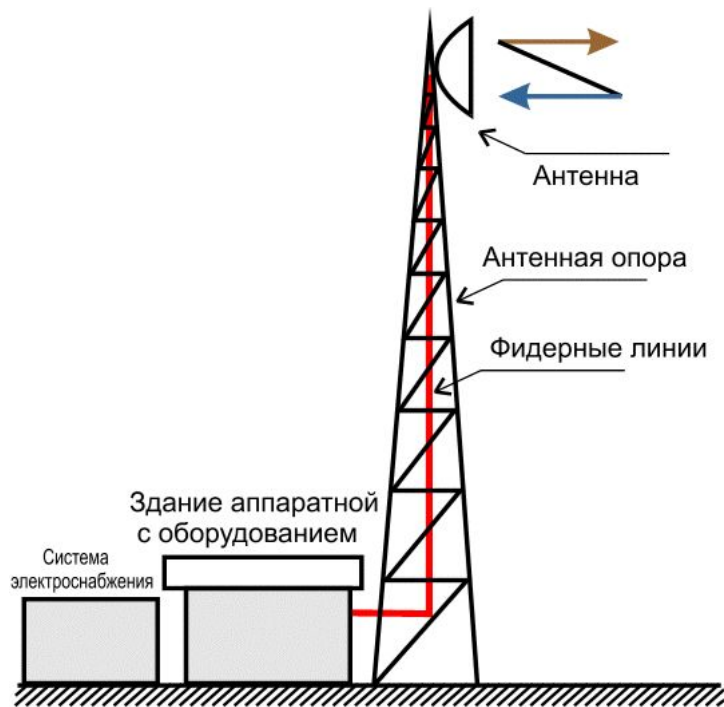


Рис.
10

Коэффициент усиления
антенны:

$$G_A = \frac{q\pi^2 D_A^2}{\lambda^2}$$

при ширине диаграммы
направленности

антенны:

$$\Delta\varphi_{0,5} = \frac{70\lambda}{D_{A,3}}$$

Основные особенности микроволнового оборудования разных поколений

Аппаратура микроволновой связи **первого поколения**, к которой в основном относятся **радиорелейные системы связи**, ведущие свою историю с 40-50-х годов 20 века, была весьма громоздкой и тяжелой: специализированные стойки, высотой порядка **2 м** и весом несколько сотен килограмм, **отдельно** содержащих приемопередатчики, модемы, системы управления резервом, системы служебной связи, телеуправления, телесигнализации и пр. Аппаратура потребляла довольно большую мощность и питалась от трехфазной сети переменного тока и резервных дизельных электростанций. Для круглосуточного обслуживания оборудования требовался довольно большой штат специалистов.

Основное оборудование располагается в здании аппаратной, около которой устанавливается антенная опора.

Антенная опора выполняется в виде мачты (металлической фермы) или железобетонной башни высотой несколько десятков метров для обеспечения прямой видимости со следующей станцией системы связи. На антенной опоре устанавливаются антенны, с помощью которых передаются и принимаются радиосигналы для связи с ближайшими станциями, расположенными на расстояниях прямой видимости (30 - 60 км).

В аппаратуре **первого поколения** использовались диапазоны частот 2, 4, 6 и 8 ГГц, то при требуемом коэффициенте усиления антенн порядка 40 дБ, габариты антенн исчисляются несколькими метрами и, соответственно, имеют массу сотни килограмм. Очевидно,

Радиочастотные сигналы в направлениях приема и передачи подаются при помощи волноводных фидерных линий. Длина фидерных линий примерно соответствует высоте антенной опоры плюс длины горизонтальных участков, которые складываются из участков волноводов между антенной опорой и зданием аппаратной и участков, располагающихся внутри помещений здания. При этом величина потерь сигнала в фидерных волноводах составляет несколько децибел, а в отдельных случаях превышает 10 дБ, что существенно ухудшает энергетический баланс системы связи.

Основная задача систем микроволновой связи **первого поколения** – передача **аналоговой** информации на расстояния в сотни и тысячи километров (т.е. система компоновалась как **линия связи**, содержащая большое число ретрансляторов). При естественном стремлении уменьшить число переприемов (ретрансляций) на линии связи приходилось увеличивать высоты антенных опор, что дополнительно увеличивало их стоимость.

Все вышеперечисленное приводило к тому, что прежние радиорелейное оборудование представляло собой весьма дорогую, сложную и громоздкую систему, с трудом конкурирующую с кабельными, волоконно-оптическими и спутниковыми структурами связи.

Микроволновое оборудование **второго поколения** отличается :

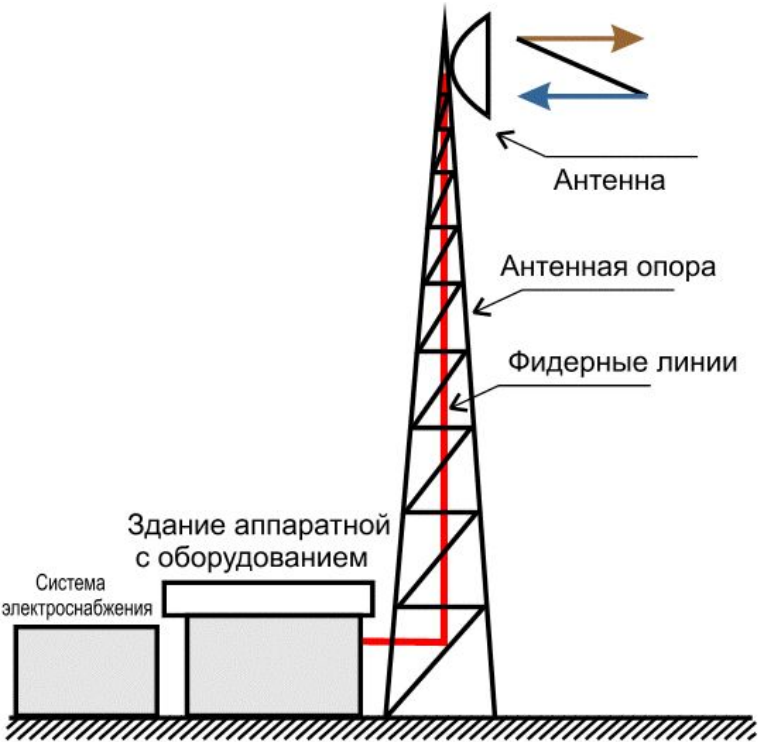
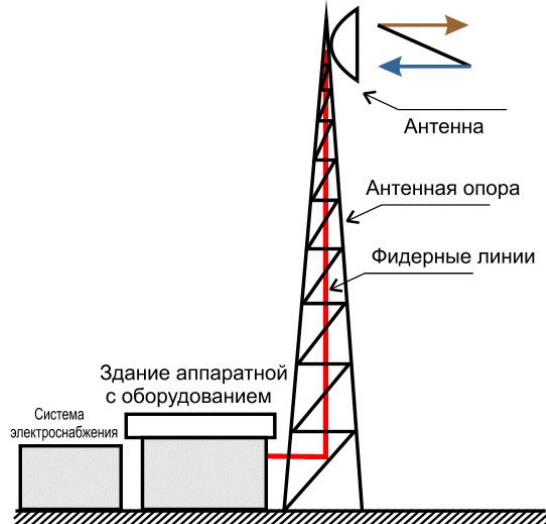


Рис.

Параметры аналоговой радиорелейной аппаратуры

Параметры	Курс-2М	Курс-4	Курс-6	Курс-8	Рассвет-2	Восход-М	Радуга-4	Электроника - Связь 6-1	Трал-8 60/120
Диапазон частот, ГГц	1.7-2.1	3.4-3.9	5.6-6.2	7.9-8.4	3.4-3.9	3.4-3.9	3.4-3.9	5.6-6.2	7.9-8.4
Число каналов, N	300	720	1320	300	600	1020	1920	1920	60/120
Мощность Пд, Вт/дБм	1.5 / 32	0.5 / 27	7.5 / 39	0.4 / 26	5 / 37	10 / 40	2 / 33	1 / 30	0.3 / 25
Коэф. шума Пр, ед/дБ	5.6 / 7.5	8 / 9	10 / 10	8 / 9	25 / 14	10 / 10	2.8 / 4.5	2.8 / 4.5	8 / 9
Δfк, кГц	200	200	140	200	200	200	140	140	200
Система резерв.	2+1	3+1	3+1	3+1	3+1	постанц.	3+1	3+1	1+1



Оборудование микроволновой связи **третьего поколения**, которое характеризуется переходом к передаче **цифровых сигналов** и новой элементной базой (микросхемы, микропроцессоры, активные полупроводниковые элементы СВЧ). Данная аппаратура применяется для замены оборудования *первого* и *второго* поколения и создания новых структур связи. Компоновка оборудования осталась прежней.

Новые элементы СВЧ техники (высокостабильные транзисторные генераторы, малозумящие усилители СВЧ для приемников, линейные малогабаритные усилители мощности СВЧ для передатчиков и пр.), что обеспечило появление аппаратуры микроволновой связи **четвертого поколения** и освоение диапазонов частот радиосигналов выше 10 ГГц. Резкое уменьшение габаритов приемопередатчиков изменило как конфигурацию структур беспроводной связи, так и компоновку оборудования.

Приемопередатчики устанавливаются на антенной опоре в непосредственной близости от антенн или прямо пристыковываются к ним, что минимизирует длины фидерных линий и, соответственно, потери СВЧ сигналов. Модемное и мультиплексорное оборудование, устройства управления и контроля, источники питания и пр. устанавливаются **во внутренней блоке**, располагающемся в помещении. Связь между наружными и внутренними устройствами осуществляется при помощи одного или нескольких кабелей длиной 100 - 400 м. Общая масса оборудования - единицы или десятки килограмм при энергопотреблении в десятки или сотни ватт. Имеется система

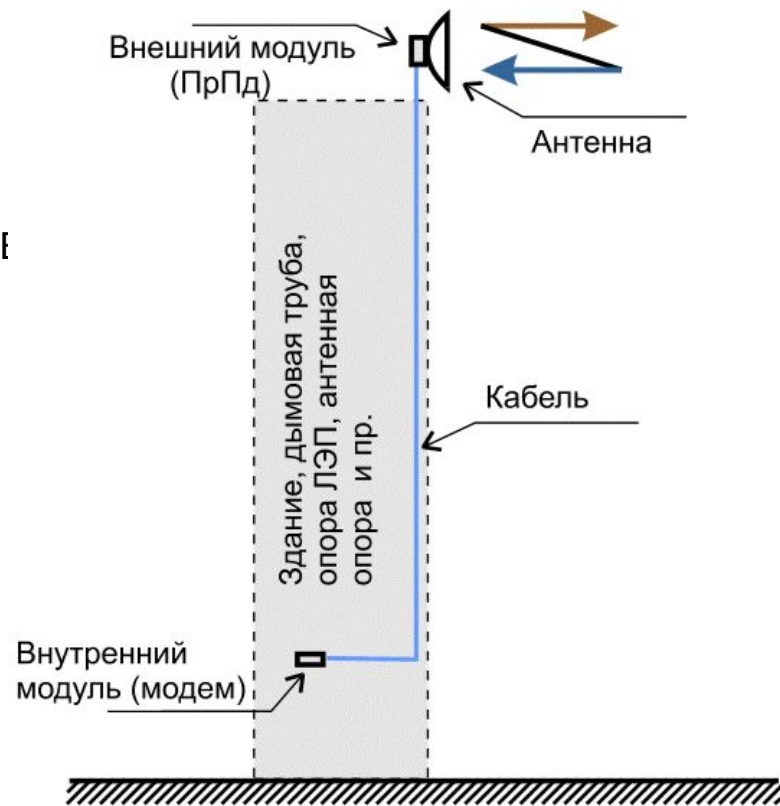


Рис.

Аппаратура **пятого поколения**
([MINI-LINK E Micro](#), [Pasolink Plus](#),
[FlexiHopper](#), [Galaxy](#)).

Характерная особенность такой аппаратуры – дальнейшее уменьшение габаритов и энергопотребления и совершенствование систем управления. Здесь практически все оборудование находится в одном наружном блоке. В помещении могут находиться только интерфейсы цифровых потоков, источник питания и, при необходимости, управляющий компьютер.

В результате появления новой элементной базы СВЧ – монокристаллических интегральных схем (ММИС), приемопередающее оборудование может занимать объем в несколько **десятков кубических сантиметров** или выполняться в виде планарной конструкции, площадью несколько квадратных дециметров.

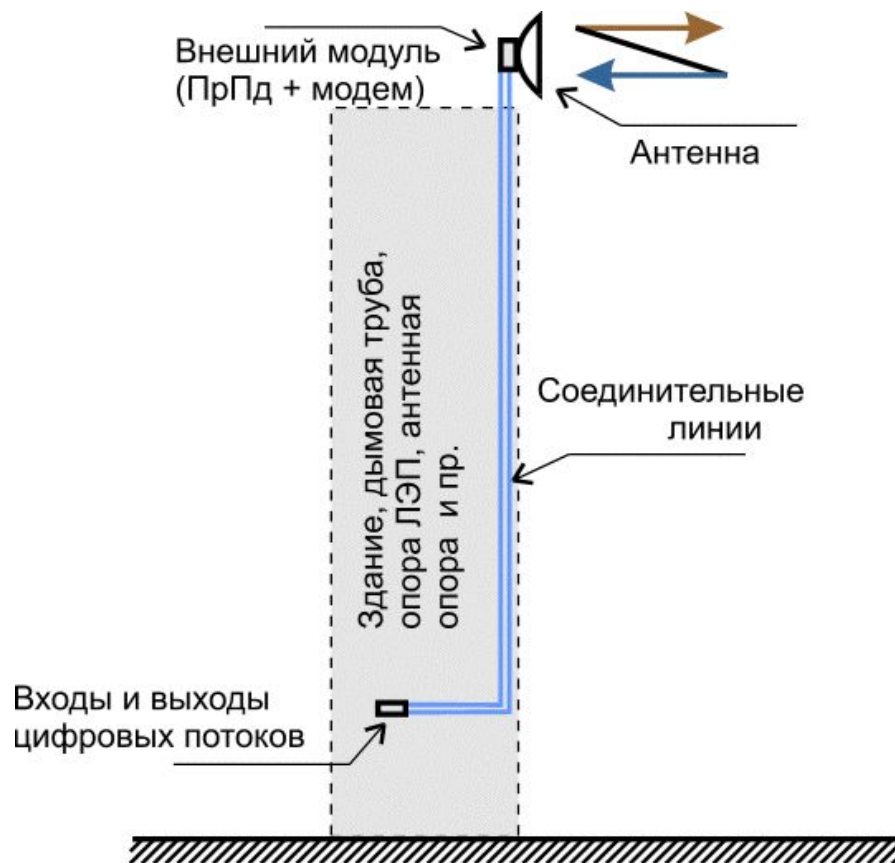


Рис.1
2

Обобщенная структурная схема возможного варианта построения современной аппаратуры микроволновой связи приведена на рис. 13.

В данном примере оборудование состоит из внутреннего модуля, внешнего модуля и антенны.

Внутренний модуль (часто называемый модулем доступа) располагается в помещении и соединяется с внешним модулем одним или несколькими кабелями, длиной до 300-400 м.

Внешний модуль устанавливается на антенной опоре и состыковывается с антенной непосредственно или при помощи короткого гибкого волновода.

Обработка цифровых потоков производится в трактах основной полосы (ТОП), модуляция и демодуляция сигналов проводится в модемном оборудовании, а передатчики и приемники осуществляют операции преобразования частоты и усиления сигналов.

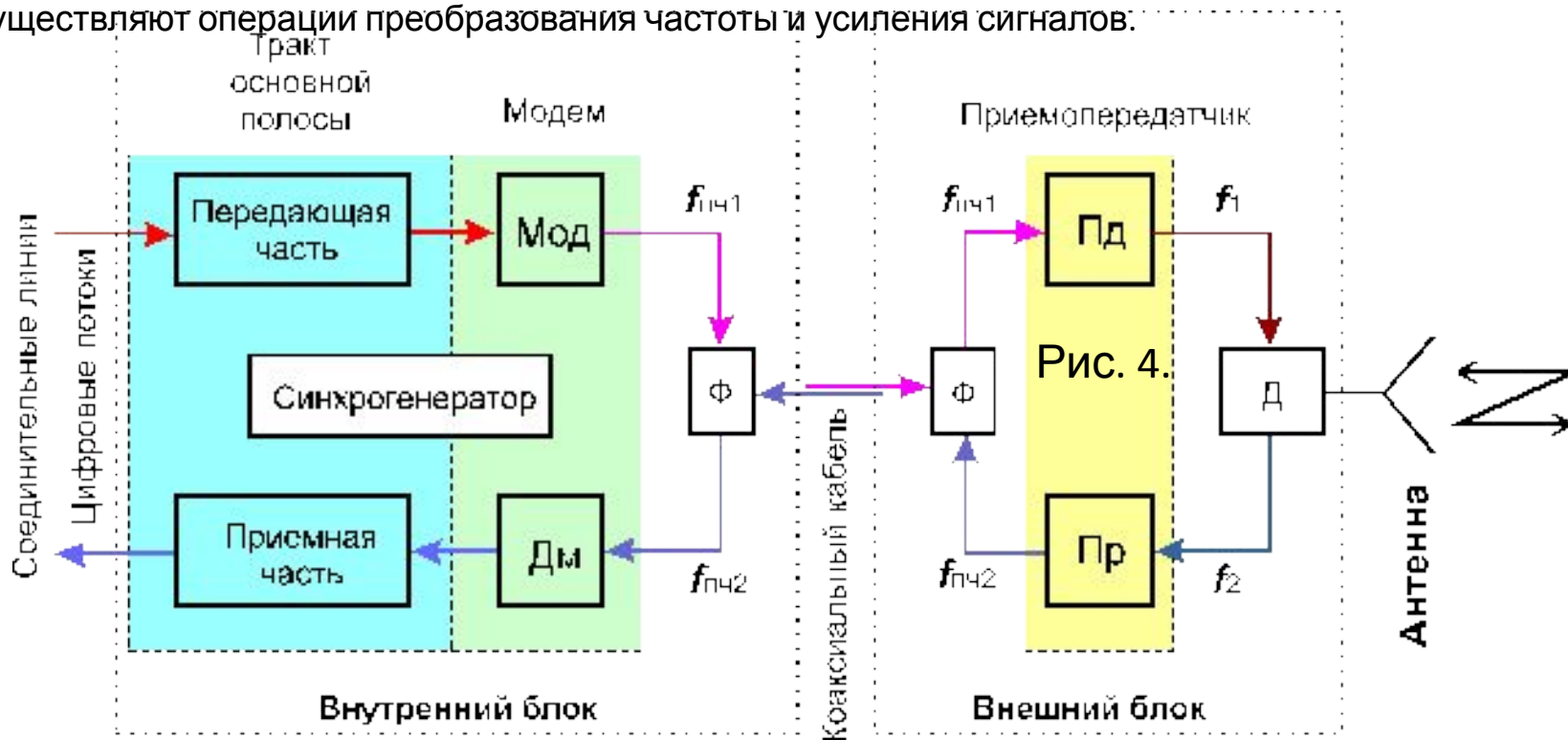


Рис.
13

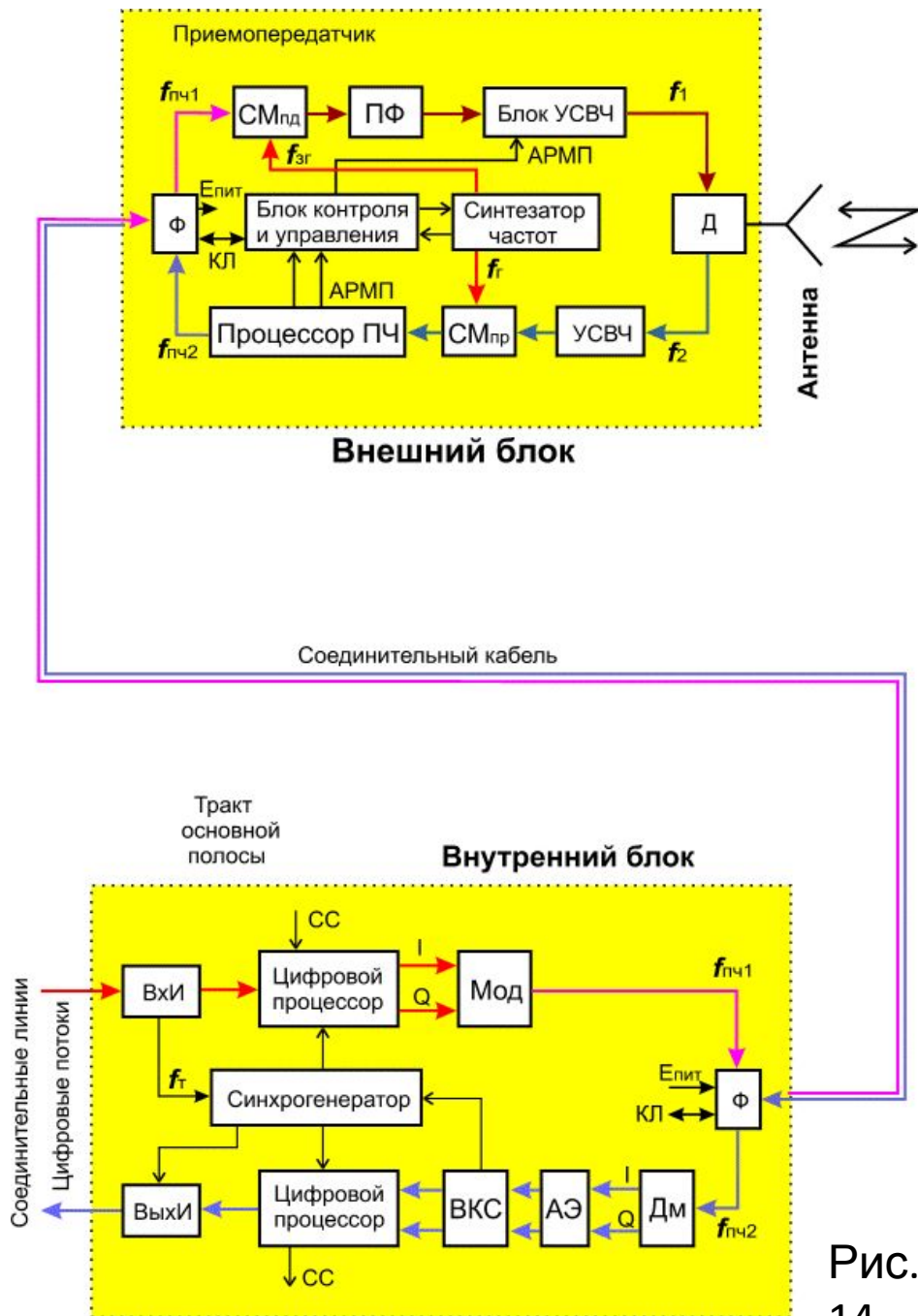


Рис.
14

Более подробная структура оборудования, содержащая важнейшие элементы цифровой микроволновой аппаратуры малой, средней и большой емкости, показана на [рис. 14](#).

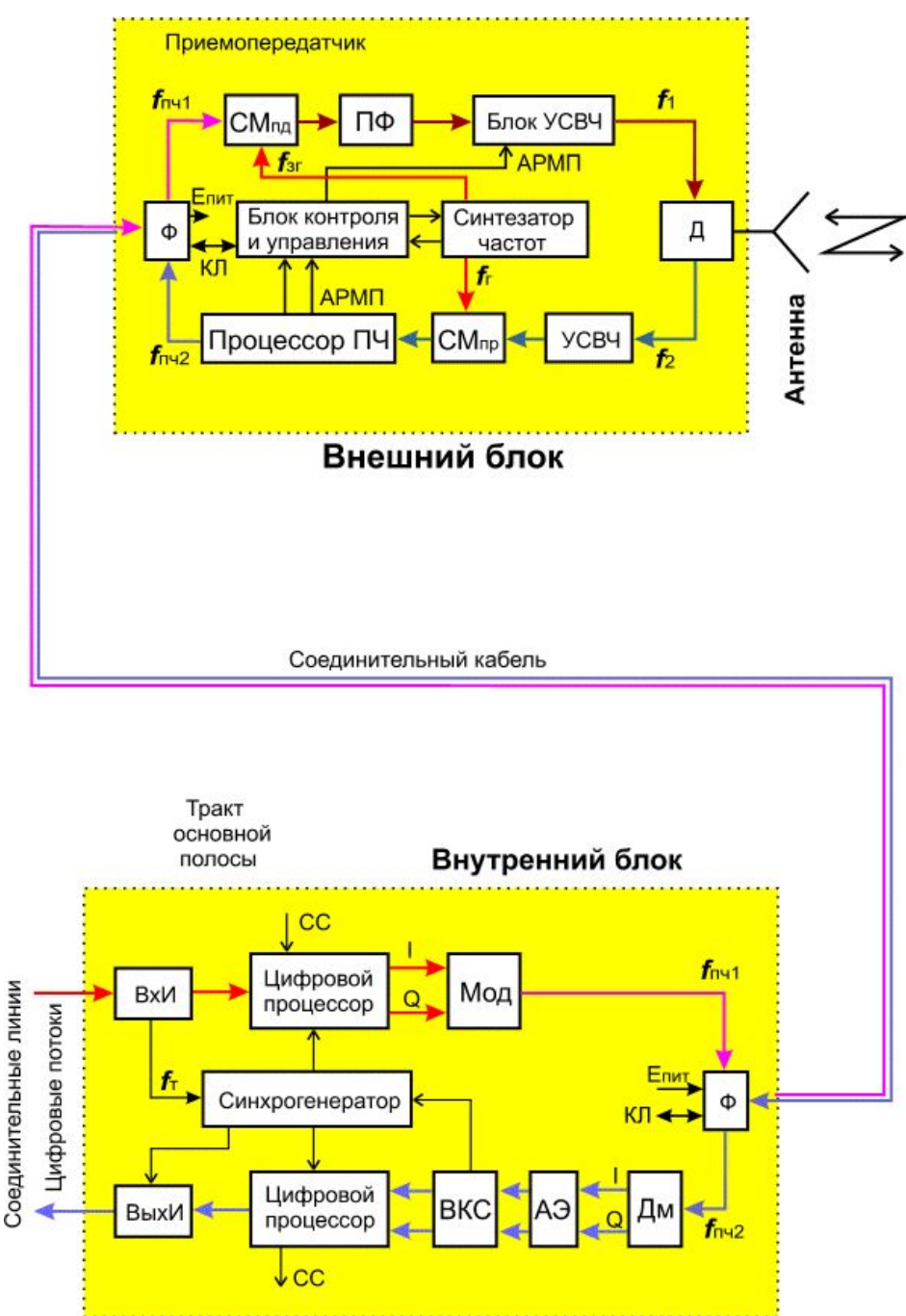
Внутренний модуль, устанавливаемый в помещении (узел доступа), содержит входные и выходные интерфейсы для исходных цифровых потоков, модемы и устройства контроля и управления.

Входные и выходные интерфейсы могут быть электрическими (ЭИ) или оптическими (ОИ), причем некоторые типы аппаратуры содержат оба интерфейса или они устанавливаются по заказу.

Возможно применение **беспроводных** соединительных линий в виде микроволновой системы или атмосферной оптической линии связи.

В интерфейсах проводится согласование сигналов, поступающих по соединительным линиям от аппаратуры мультиплексирования цифровых потоков, преобразование кодов и выделение тактовой частоты (во входных устройствах).

Основная обработка сигналов перед модуляцией и после демодуляции осуществляется в соответствующих цифровых процессорах.

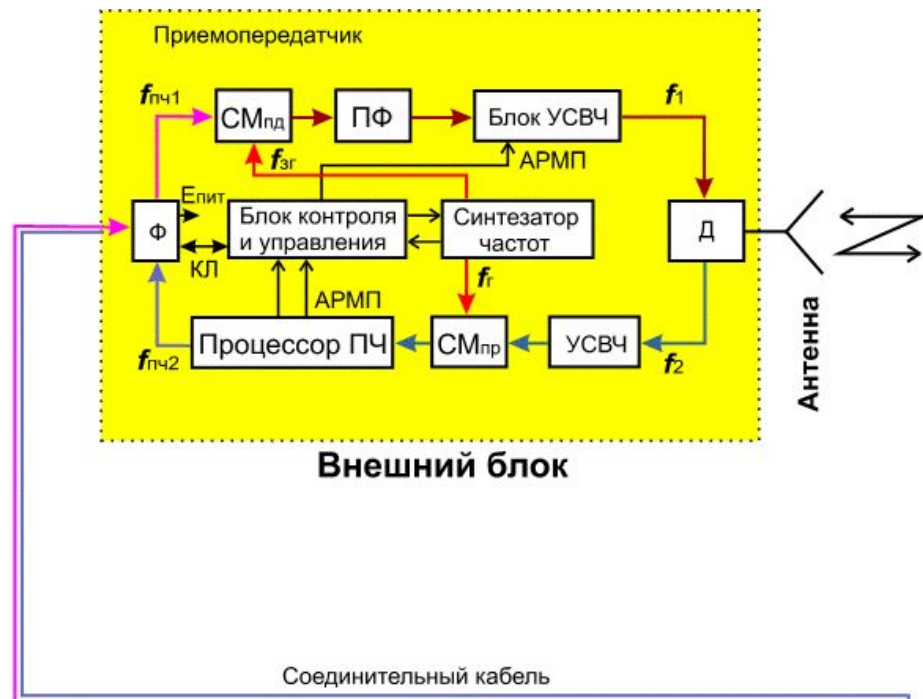


В **передающей части внутреннего модуля** цифровой процессор выполняет следующие операции:

- * **перемежение кодовых последовательностей** (для защиты от длительных пакетных ошибок и нарушений в системах синхронизации);
- * **предкоррекция ошибок (FEC)** с использованием сверточных или блочных корректирующих кодов;
- * **скремблирование** (для улучшения статистических свойств цифровых сигналов);
- * **формирование сигналов кадровой (цикловой) синхронизации;**
- * **ввод сигналов служебной связи (СС);**
- * **формирование цифровых потоков синфазных (I) и квадратурных (Q) каналов** для последующей многоуровневой модуляции,
- * **цифро-аналоговое преобразование (ЦАП),** где происходит формирование многоуровневых сигналов из цифровых потоков I и Q каналов в соответствии с применяемым видом модуляции, например, при модуляции 4ФМ используются 2-уровневые сигналы, а при 16КАМ - четырехуровневые.

После цифрового процессора сигналы поступают в модулятор, где управляют колебаниями промежуточной частоты. Модулированный сигнал промежуточной частоты проходит по коаксиальному кабелю на внешний блок через устройство фильтрации (УФ).

Предварительно сигнал промежуточной частоты (ПЧ)



На **вход приемной части внутреннего модуля** поступает сигнал промежуточной частоты от внешнего блока по коаксиальному кабелю.

Для устранения взаимных влияний в кабеле сигналы промежуточной частоты передачи и приема выбираются различными (на передачу - 300 - 800 МГц, на прием, чаще всего, 70 - 140 МГц).

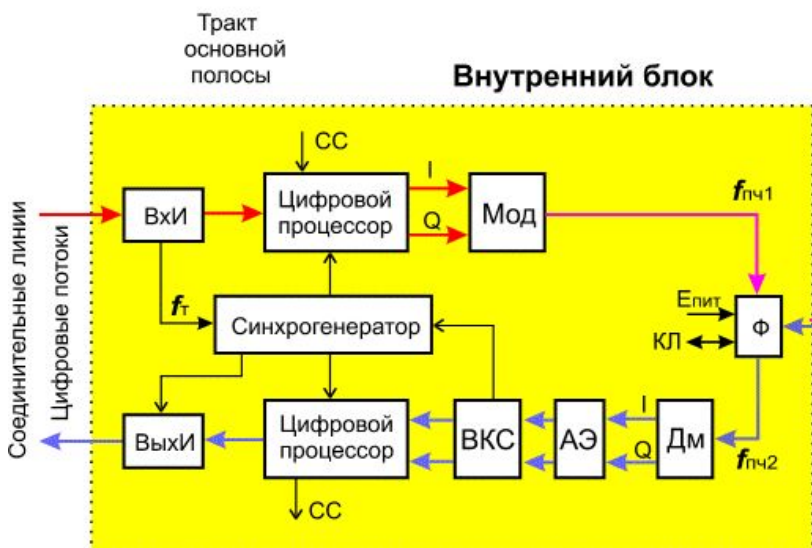
По центральной жиле и оплетке того же кабеля подается питание (20 - 80 В постоянного тока) на внешний модуль оборудования.

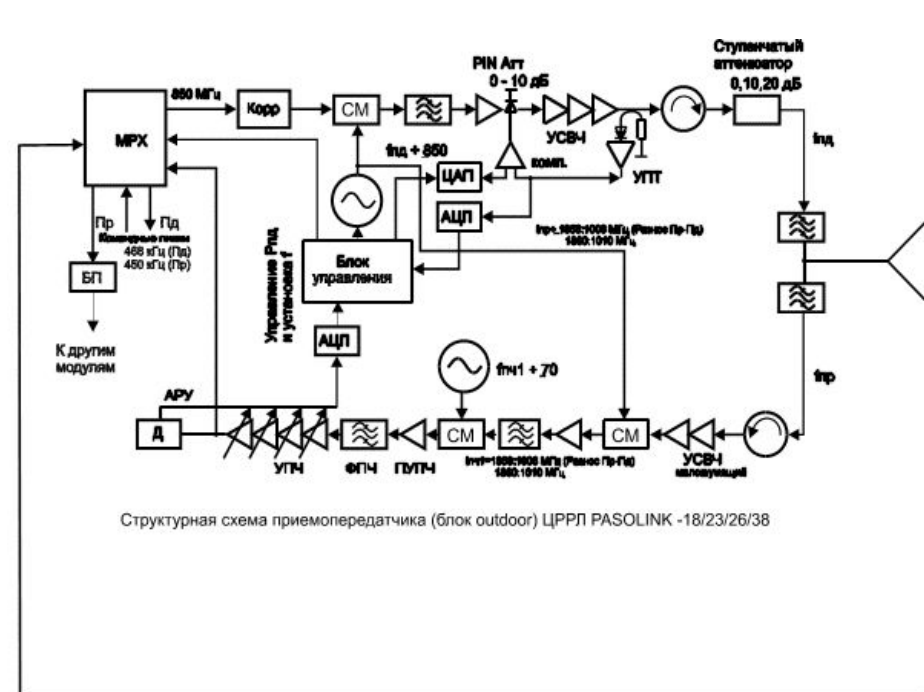
Внешний модуль содержит передатчик и приемник и устанавливается на антенной опоре в непосредственной близости от антенны или пристыковывается к ней.

Передатчик преобразует сигнал промежуточной частоты в рабочий диапазон частот и обеспечивает необходимую мощность выходного излучения. Основной сигнал промежуточной частоты поступает через мощный усилитель ПЧ (МУПЧ) на вход преобразователя частоты, состоящего из смесителя (СМ) и задающего генератора. Колебания задающего генератора образуются в блоке гетеродинных частот (синтезаторе частот).

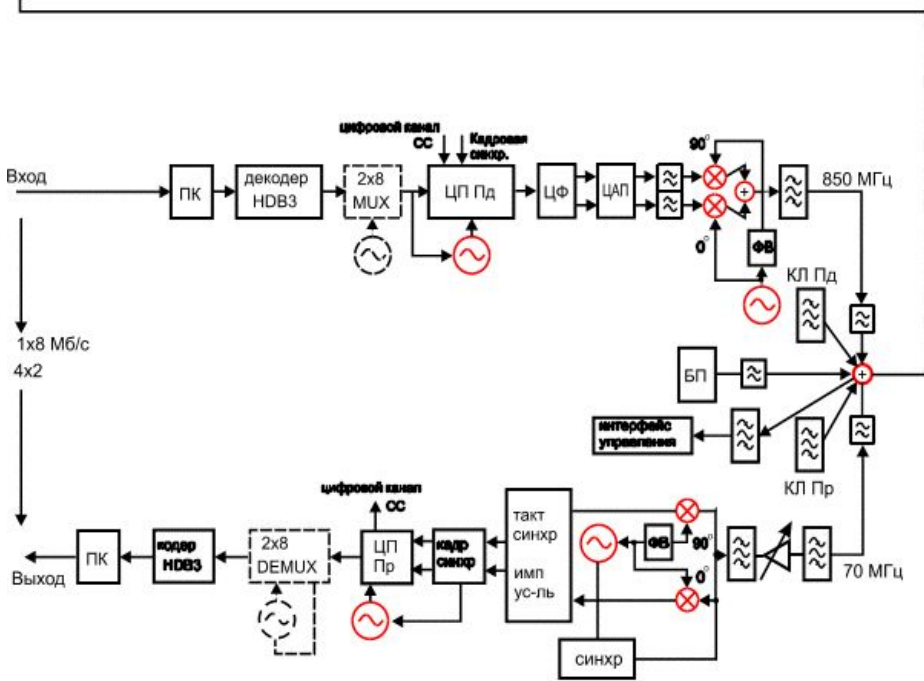
Полученный в процессе преобразования сигнал, состоящий из несущей частоты задающего генератора и двух боковых полос, поступает через полосовой фильтр (ПФ) на блок усиления СВЧ (УСВЧ). Полосовой фильтр выделяет из преобразованного сигнала одну из боковых полос.

Обычно в современной аппаратуре перед УСВЧ устанавливается управляемый аттенюатор, предназначенный для регулирования излучаемой мощности передатчика. Часто этот аттенюатор обеспечивает работу системы адаптивной





Структурная схема приемопередатчика (блок outdoor) ЦРПЛ PASOLINK -18/23/26/38



Структурная схема модема (блок indoor) ЦРПЛ PASOLINK

В цифровом процессоре (ЦП) приемной части внутреннего модуля проводятся операции, обратные аналогичным действиям в цифровом процессоре передающей части. После цифрового процессора сигналы поступают в выходной интерфейс и, дальше, по соединительной линии в демультиплексорное оборудование цифровой системы связи.

Передающая часть модуля доступа

В передающей части, поступающий цифровой поток преобразуется из линейного квазитроичного кода HDB-3 в код NRZ, который необходим для работы модулятора.

Обработка цифрового потока проводится в процессоре сигнала, где выделяется синхросигнал, добавляются потоки сигналов служебной связи (СС) и формируется сигнал кадровой (цикловой) синхронизации. Кроме того здесь проводится операция скремблирования (добавка псевдослучайного потока), которая улучшает статистические свойства цифрового сигнала.

После процессора поток поступает в модулятор. В данном случае показан модулятор типа 4ФМНФ (четырёхпозиционный фазовый модулятор с непрерывной фазой). Здесь сигнал разделяется на два потока (с вдвое меньшей скоростью) и фильтруется цифровым методом. После фильтрации форма символов приближается к колоколообразной и, поэтому, при дальнейшем процессе фазовой модуляции при переходах от 0 к 1 и обратно будет происходить плавное изменение фазы несущей без скачков. Это существенно повышает эффективность использования частотного спектра выходного сигнала. Для фазовых модуляторов применяются несущие (частотой 850 МГц) сдвинутые по фазе на 90 градусов. Сигналы с фазовых модуляторов суммируются и образуют общий сигнал промежуточной частоты, представляющий собой квадратурную фазовую решетку, повернутую относительно исходных несущих на 45 градусов.

Этот сигнал поступает по коаксиальному кабелю (длиной до 300-400 м) в передатчик радиочастоты аппаратуры связи.

Приемная часть модуля доступа

В приемную часть модуля доступа поступает сигнал промежуточной частоты 70 МГц с приемника внешнего блока. Этот сигнал усиливается блоками УПЧ, фильтруется и проходит в демодулятор, где выделяется переданный цифровой поток.

После демодуляции производится отделение сигналов кадровой синхронизации, которые управляют работой приемного процессора. В процессоре происходит дескремблирование сигнала, селекция

Блок приемопередатчика

Блок располагается на антенной опоре и может быть непосредственно пристыкован к антенне.

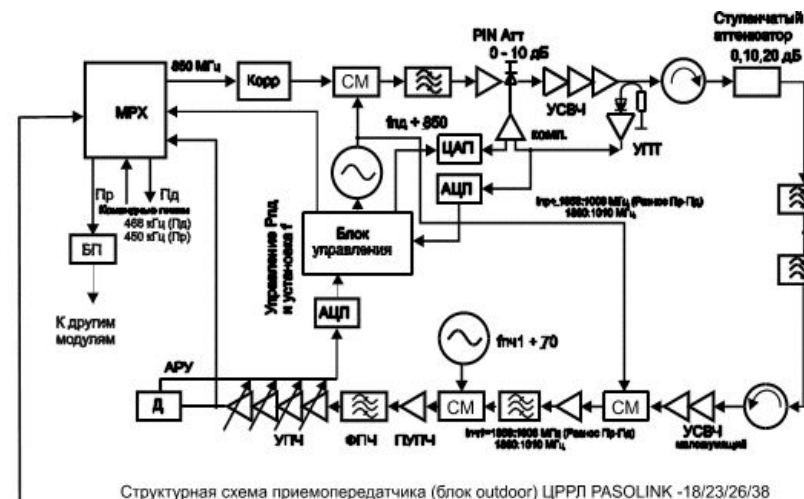
Передатчик блока предназначен для преобразования сигнала промежуточной частоты в рабочий диапазон частот. Поэтому, он состоит из преобразователя частоты (смеситель (СМ) и задающий генератор) и блока усиления СВЧ сигнала. Усилитель СВЧ выполняется на полевых арсенид-галлиевых транзисторах и содержит управляемый аттенюатор. Назначение управляемого аттенюатора - работа в системе автоматической регулировки мощности передатчика и, главное, - в системе адаптивной регулировки мощности. Эта система поддерживает небольшую мощность передатчика при нормальном распространении сигнала на трассе линии связи, что повышает устойчивость линии к взаимным помехам и уменьшает энергопотребление. В случае замираний мощность передатчика увеличивается до номинальной, обеспечивая надежную работу на интервале РРЛ. Управление системой адаптивной регулировки мощности передатчика производится по обратному каналу линии связи в зависимости от уровня сигнала, принимаемого приемником дальнего конца.

Приемник модуля выполняется по супергетеродинной схеме с малощумящим усилителем СВЧ сигнала на входе. Сигнал радиочастоты поступает в приемник от антенны через дуплексер, который позволяет работать приемнику и передатчику через одну антенну.

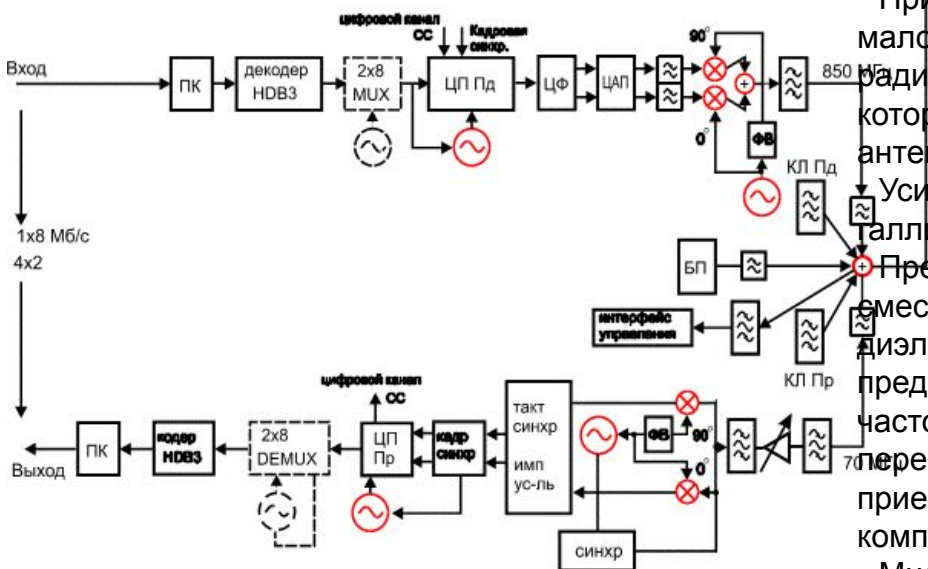
Усилитель СВЧ выполняется на малошумящих полевых арсенид-галлиевых транзисторах и охватывается системой АРУ.

Преобразователь частоты приемника состоит из балансного смесителя и гетеродина. Гетеродин стабилизируется при помощи диэлектрического резонатора и охватывается системой ФАПЧ, представляя собой вариант синтезатора частоты. Перестройка частоты на разные рабочие каналы осуществляется при помощи переключателей, расположенных на специальной панели блока приемопередатчика или программно, при помощи станционного компьютера.

Многокаскадный УПЧ с АРУ обеспечивает основное усиление сигнала в приемнике. Сигнал АРУ применяется, помимо регулировки



Структурная схема приемопередатчика (блок outdoor) ЦРПЛ PASOLINK -18/23/26/38



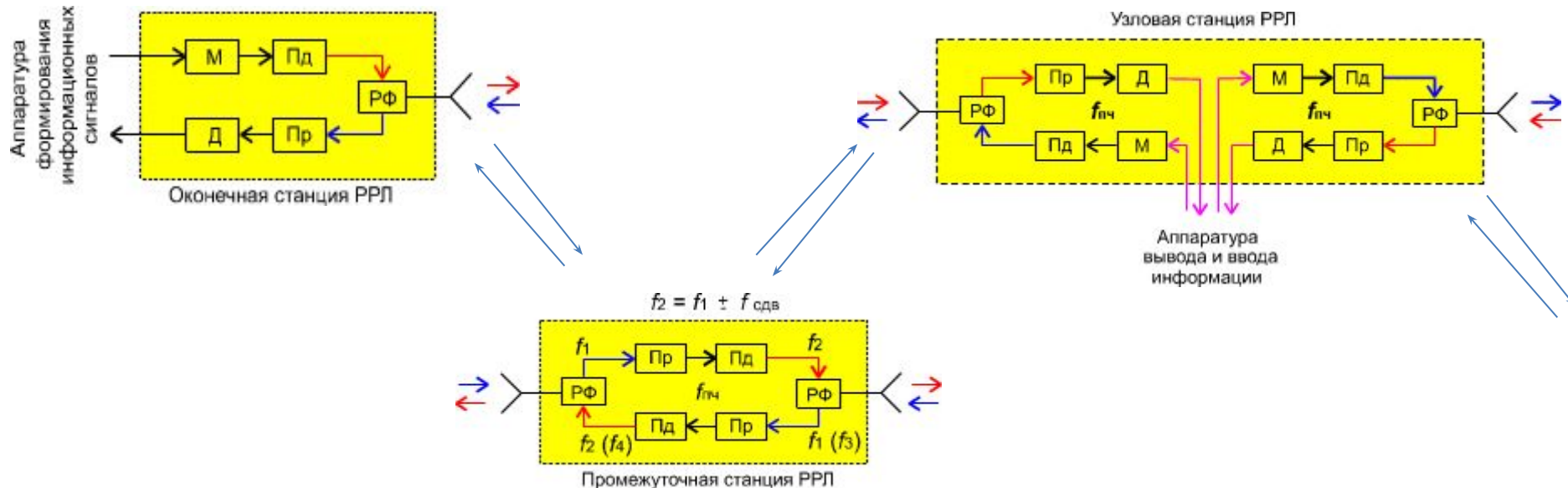
Структурная схема модема (блок indoor) ЦРПЛ PASOLINK

ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ЦРРЛ И ОСОБЕННОСТИ СОВРЕМЕННОЙ АППАРАТУРЫ

Радиорелейные линии связи разделяются на **оконечные**, **промежуточные** и **узловые** станции.



Рис. 1.1. Структурная схема одного направления радиорелейной линии связи



Промежуток между конечной станцией и ближайшей узловой или между узловыми станциями называется секцией РРЛ, а совокупность приемопередающего оборудования образует **ствол РРЛ**. Различаются однонаправленные стволы и двунаправленные (для дуплексной связи).

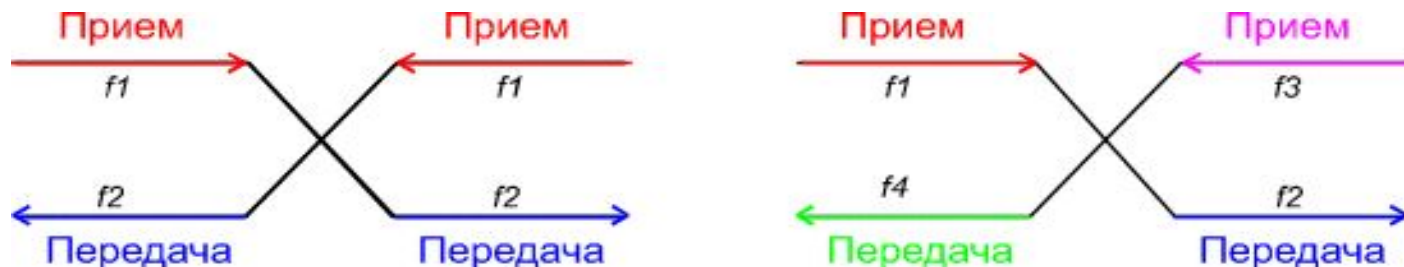


Рис. 15. Применение при передаче сигналов в прямом и обратном направлениях 2-частотных и 4-частотных систем связи

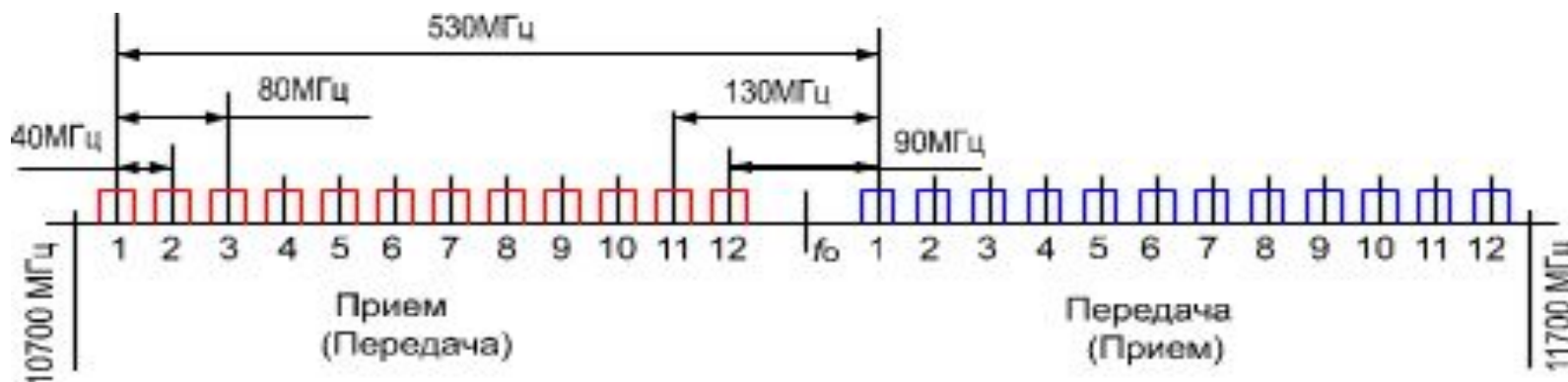


Рис. 16. План распределения рабочих частот для системы РРЛ, работающей в диапазоне 11 ГГц в соответствии с [Рекомендациями 387-2 МСЭ-Р](#)

Здесь показаны различные типы станций РРЛ, работающих с разными цифровыми потоками, с резервированием и без резервирования, функционирующие под управлением компьютера - менеджера сети.

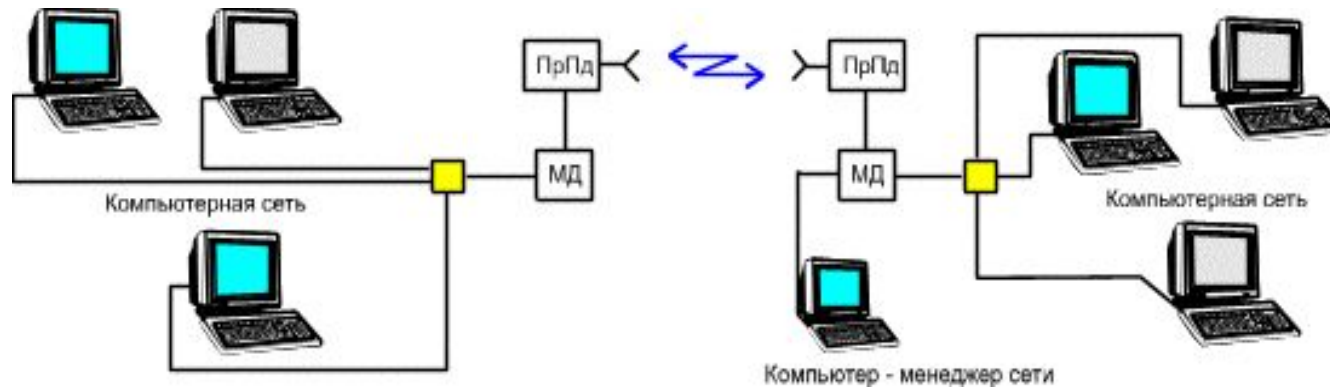


Рис. 16. Схема организации системы связи между локальными компьютерными сетями

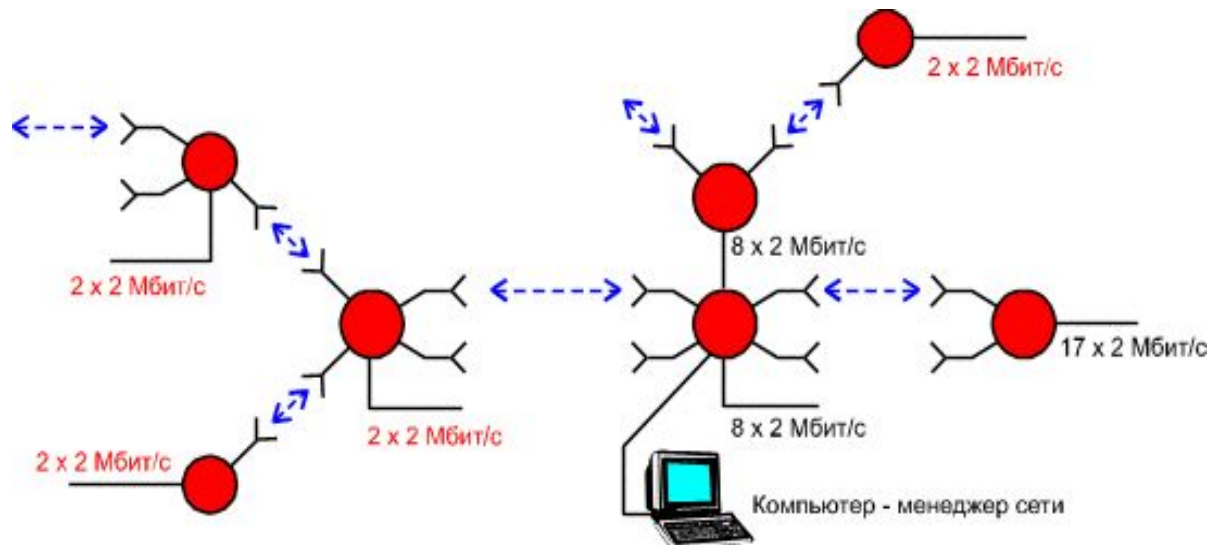
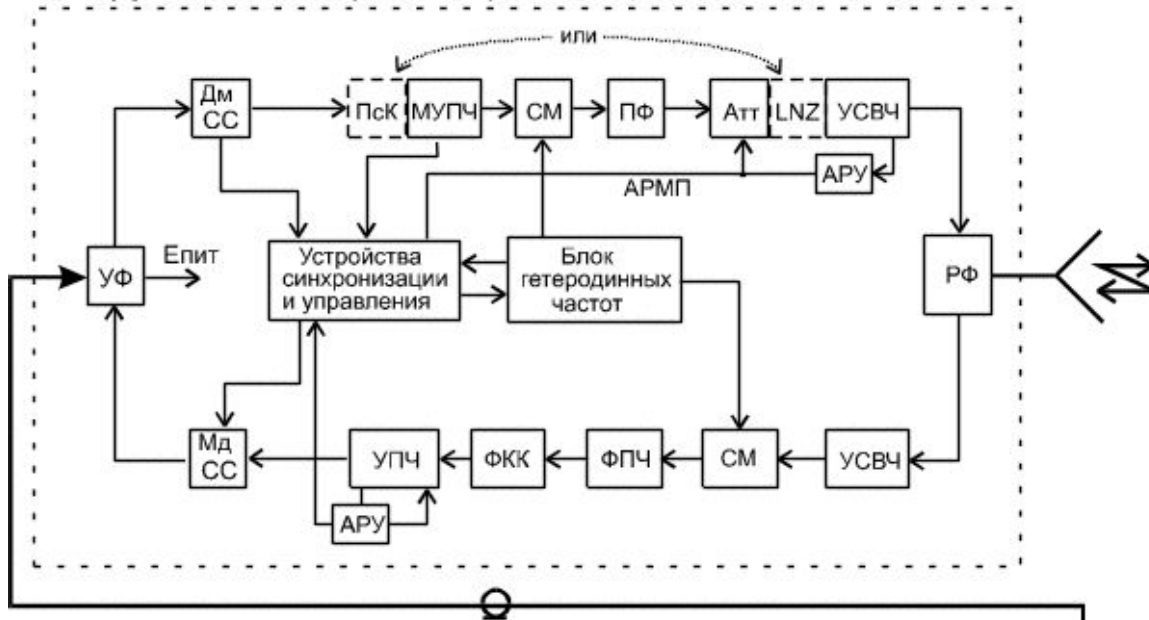
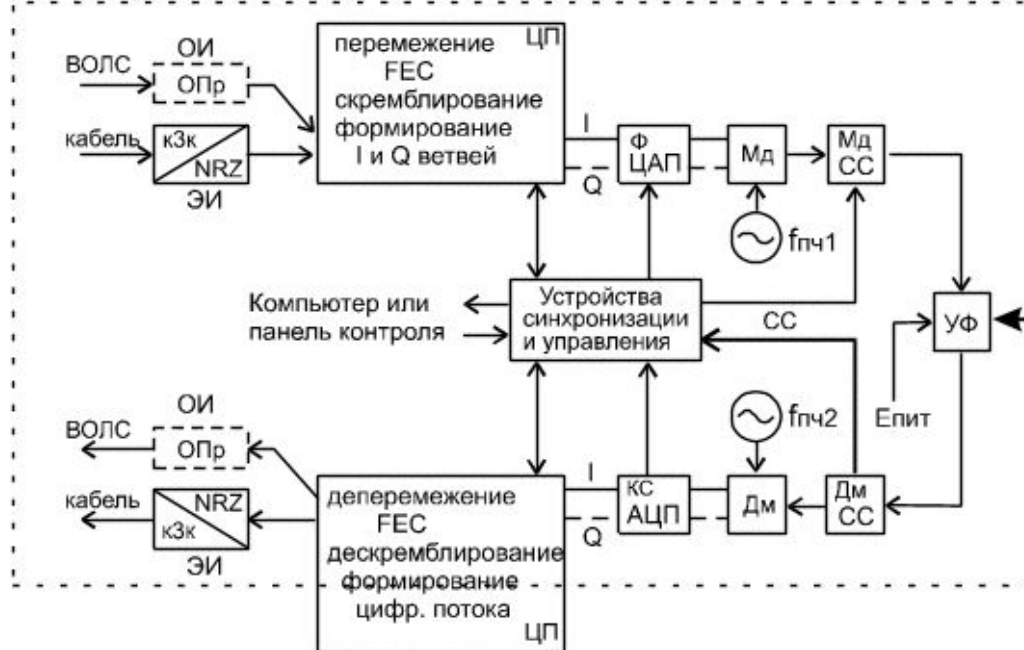


Рис. 17. Пример типовой конфигурации цифровой сети связи

Наружный блок (outdoor)



Внутренний блок (indoor)



РАСЧЕТ УРОВНЕЙ СИГНАЛОВ НА ИНТЕРВАЛЕ РРЛ

Сигнал излучается передатчиком с уровнем $P_{пд}$, проходит через разделительный фильтр (РФ), в котором уровень упадет за счет внутренних потерь и поступает через фидерную линию в передающую антенну с коэффициентом усиления G_1 . За счет потерь в фидерной линии $L_{ф1}$ уровень сигнала еще уменьшится, а в передающей антенне увеличится на величину G_1 .

При распространении сигнала по интервалу РРЛ (протяженностью R_0 , на рабочей частоте f) уровень сигнала упадет за счет ослабления свободного пространства, потерь в газах атмосферы и некоторых дополнительных потерь. Общее ослабление сигнала за счет этих причин может достигнуть 130-140 дБ и больше.

В приемной антенне уровень сигнала увеличится на величину G_2 , затем уменьшится в приемной фидерной линии, в разделительном фильтре и поступит на вход приемника с уровнем $P_{пр}$. Это значение получается в отсутствии замираний сигнала на пролете РРЛ.

Запас на замирания (M) является разницей между пороговым значением уровня сигнала на входе приемника $P_{пр}$ и пороговым значением $P_{пр\ пор}$, которое определяется из параметров конкретной аппаратуры цифровых РРЛ для заданной величины $кош$ (10^{-3} или 10^{-6}).

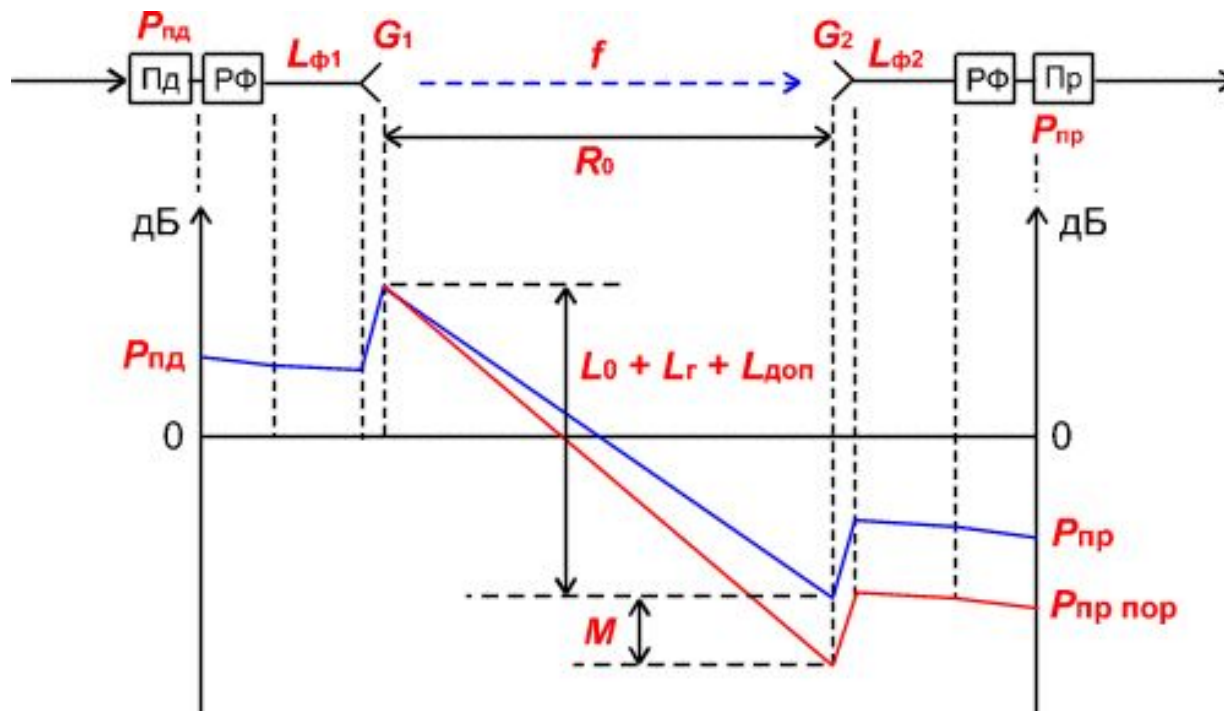


Рис. 18. Диаграмма уровней сигнала РРЛ

Аппаратура, работающая в диапазоне выше 10 ГГц, имеет небольшие габариты и располагается на вершине антенной опоры, объединенная в единый блок с антенной. Диаметр антенны $D = 30$ см, которая соединяется с приемопередающим блоком непосредственно без волновода. Вес блока составляет 11-12 кг. Аппаратура позволяет использовать антенны и большего диаметра (0.6 и 1.2 м).

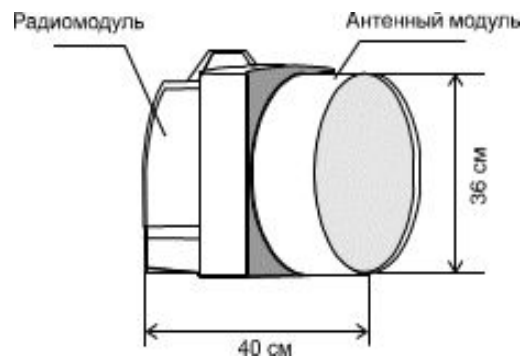


Рис. 19. Пример конструктивного выполнения приемопередающего блока цифровой аппаратуры MINI-LINK для диапазона частот 23 - 38 ГГц



Рис. 20. Антенна с диаметром $D = 1.2$ м соединяется с приемопередатчиком коротким гибким волноводом

ПРИНЦИПЫ ОРГАНИЗАЦИИ ЦИФРОВОГО СПУТНИКОВОГО МУЛЬТИМЕДИЙНОГО ВЕЩАНИЯ

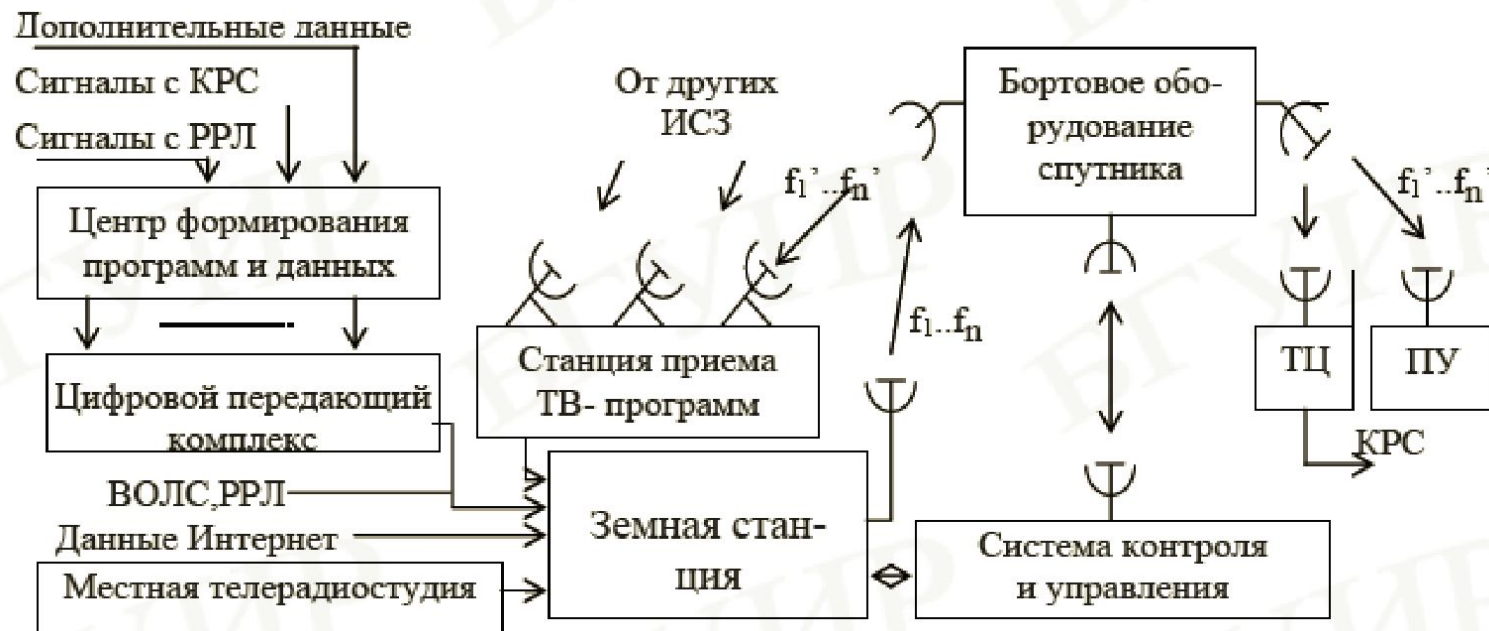


Рис. 21. Структурная схема системы спутникового вещания

Спутниковое вещание в основном строится на использовании геостационарных ИСЗ, орбита которых является круговой и расположена в плоскости экватора Земли с удалением от её центра на расстояние:

$$r_0 = \left[\frac{G \cdot M \cdot T^2}{4\pi^2} \right]^{\frac{1}{3}}$$

где — r_0 радиус орбиты; M — масса Земли, равная $5,976 \cdot 10^{34}$ кг; G — постоянная гравитации, равная $6,67 \cdot 10^{-11}$ Н·м²/кг²; T — период обращения спутника вокруг Земли, равный 23 ч 56 мин 04 с (86164 с).

Приемные установки (ПУ) можно разделить на две группы:

1. с перестраиваемой (позиционируемой);
2. фиксированной антеннами.

ПУ первой группы более универсальны, так как позволяют дистанционно изменять координаты наведения антенны на требуемые ИСЗ, находящиеся в секторе видимой части дуги ГО.

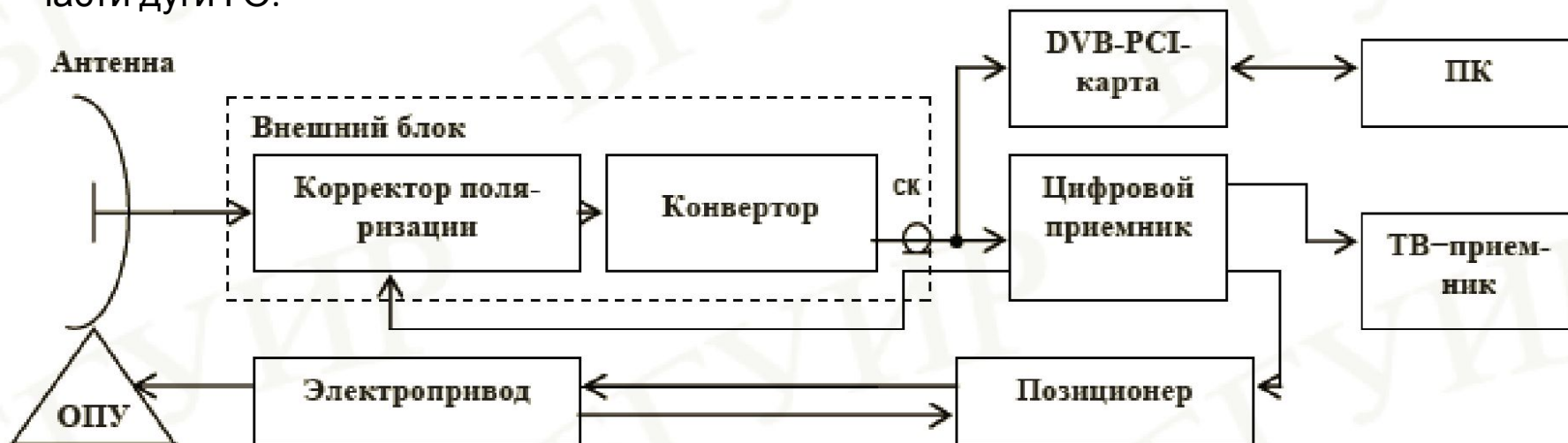


Рис. 22. ПУ с позиционируемой

антенной

Стандартная по составу индивидуальная ПУ с позиционируемой антенной включает в себя: антенну с опорно-поворотным устройством (ОПУ);

корректор поляризации (КП);
полнодиапазонный конвертор;
соединительный кабель (СК);
цифровой приёмник спутникового вещания (ЦПСВ);
телевизор,
позиционер
и электропривод (актуатор)

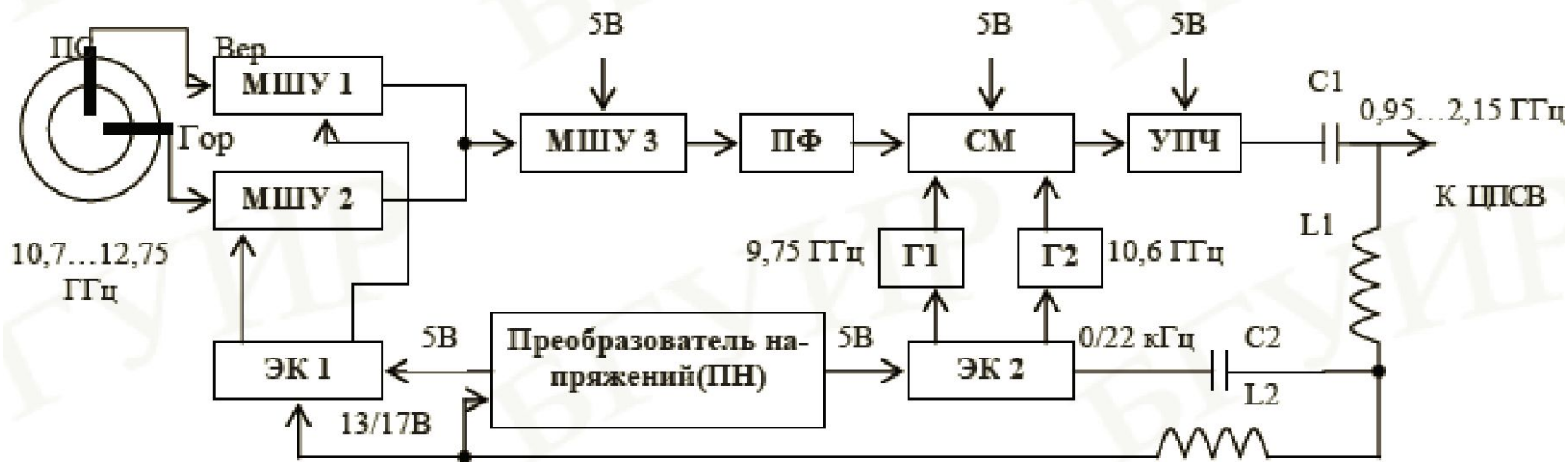


Рис. 23. Структурная схема полнодиапазонного *конвертора*

Основной задачей *конвертора* является приём слабых сигналов в установленных для спутникового вещания диапазонах частот, а также усиление и преобразование этих сигналов в полосу первой ПЧ 0,95...2,15 ГГц.

В состав типовой структурной схемы полнодиапазонного конвертора входят : поляризационный селектор (ПС) с двумя ортогонально расположенными в круглом волноводе электрическими зондами, малошумящие усилители (МШУ), полосовой фильтр (ПФ), смеситель (См), два гетеродина (Г1 и Г2), усилитель промежуточной частоты (УПЧ), преобразователь напряжений (ПН) и два управляемых электронных ключа (ЭК1) и (ЭК2).

Выбор сигналов с требуемой поляризацией осуществляется подачей с цифрового приёмника спутникового вещания (ЦПСВ) (по соединительному кабелю) управляющего напряжения 13 или 17 В на ЭК1, который подключает напряжение питания на МШУ1 или МШУ2 от ПН. При наличии на ЭК1 напряжения 13 В работает МШУ1 и усиливает наведенные на электрический зонд сигналы с вертикальной поляризацией. При подаче 17 В работает МШУ2 и усиливает сигналы с

МШУ1 и МШУ2 обеспечивают усиление 13...15 дБ и низкий коэффициент шума.

Усилитель МШУ3 выполняется на биполярных транзисторах по схеме максимального усиления.

Полосовой фильтр ослабляет сигналы вне полосы пропускания 10,7...12,75 ГГц, в том числе сигналы на зеркальных частотах 7,6...9,65 ГГц. ПФ выполняется многозвенным на отрезках микрополосковых линий.

Смеситель СМ строится на СВЧ-диодах или транзисторах по балансной или двойной балансной схеме. Коэффициент передачи смесителя в конвертере не является определяющим показателем, важнее надежность и простота реализации этого устройства.

Гетеродины имеют внешнюю стабилизацию частоты диэлектрическими резонаторами, которые выполнены на основе титаната кальция и алюмината лантана. Эти материалы имеют высокую диэлектрическую проницаемость ($\epsilon_d \approx 35...40$), низкий температурный уход частоты и обеспечивают добротность резонансных элементов около 1...3 тыс. ед.

Гетеродин Г1 настроен на частоту 9,75 ГГц, гетеродин Г2 – на частоту 10,6 ГГц. Напряжение питания на требуемый гетеродин поступает с ПН через ЭК2 под действием управляющего сигнала (в виде меандра) с частотой 22 кГц.

При нулевой амплитуде этого сигнала включается Г1 и осуществляется преобразование входных сигналов нижнего поддиапазона 10,7...11,9 ГГц в полосу 0,95...2,15 ГГц. При подаче управляющего сигнала 22 кГц с амплитудой 0,7 В включается Г2 и осуществляется преобразование сигналов верхнего поддиапазона частот 11,5...12,75 ГГц в ту же полосу первой ПЧ (рис. 24).

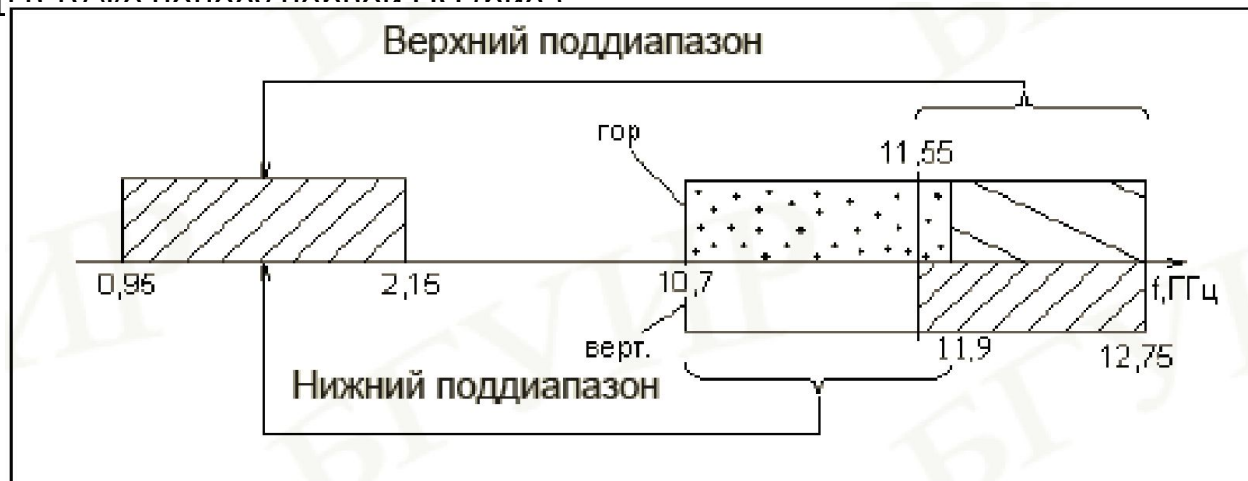


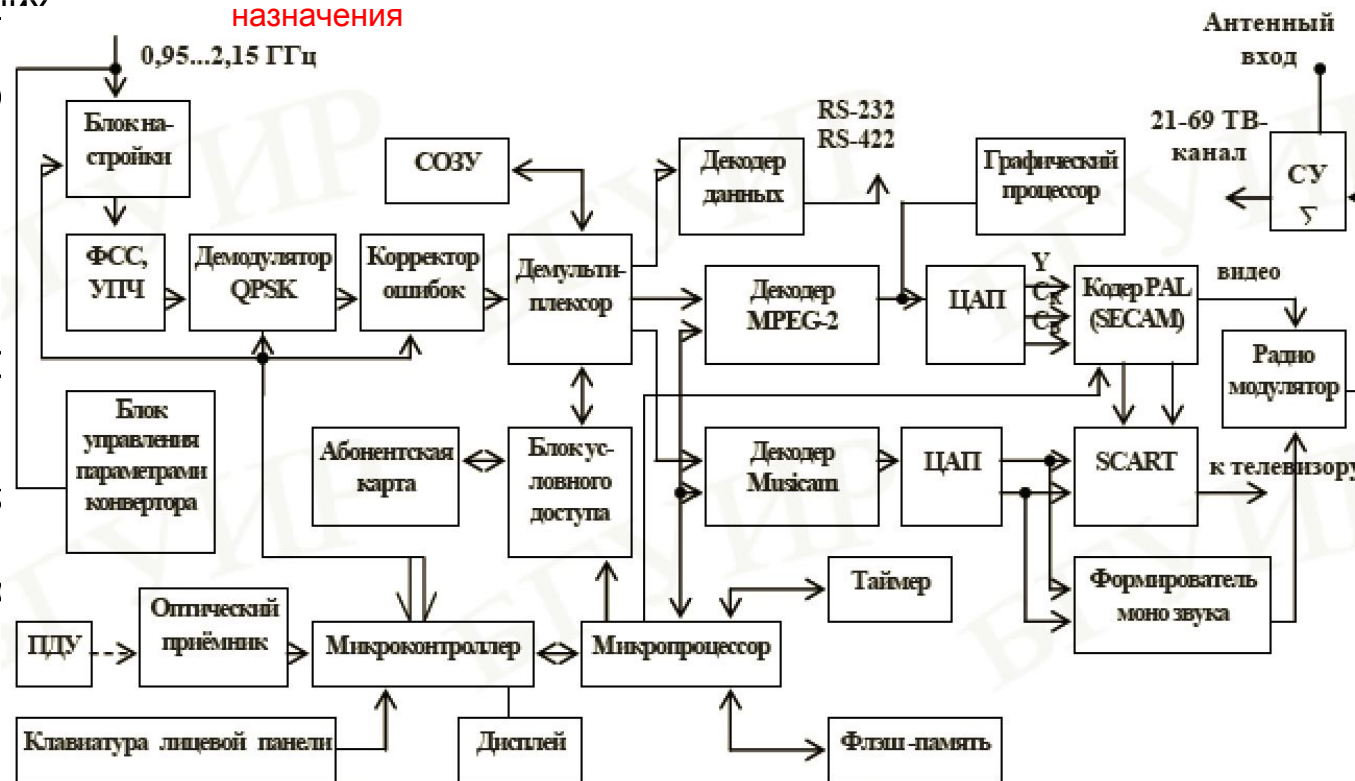
Рис. 24. Преобразование входных сигналов в гетеродинах

Преобразованные на ПЧ сигналы усиливаются на 30...35 дБ в многокаскадном УПЧ на микросхеме и поступают через разделительный конденсатор С1 на выход конвертера. Питание на УПЧ подается от ПН, в котором требуемое напряжение (5 В) получается из напряжений 13 или 17 В.

Современное поколение ЦПСВ строится на сверхбольших интегральных микросхемах и располагает большим объемом оперативной и кэш-памяти (по Мбайт и более). Такие функциональные задачи, как демultipлексирование и декодирование видео и звука, решаются на базе одной СБИС.

Совокупность сигналов в полосе первой ПЧ ($0,95 \dots 2,15$ ГГц) поступает на блок настройки (селектор), который осуществляет предварительное усиление, электронную настройку перестраиваемого полосового фильтра (ППФ) на требуемый канал и преобразование выделенного сигнала на вторую ПЧ $f_{ПЧ2} = 480$ МГц (рисунок 3.6). Рабочий уровень входных сигналов ЦПСВ находится в пределах $-65 \dots -35$ дБм, где нижний уровень характеризует уверенный прием при слабых сигналах, а верхний – начало искажений из-за перегрузки выходных каскадов. Коэффициент шума приемника около 10 дБ.

Типовая структурная схема цифрового приемника бытового назначения



Предварительный усилитель обеспечивает согласование его входного сопротивления с кабелем, снижает просачивание мощности гетеродина на вход устройства и определяет коэффициент шума приёмника. ППФ исключает возможное преобразование на частоту $f_{ПЧ2}$ входных сигналов, расположенных на зеркальных частотах, и вносит для них ослабление $a_{3K} \geq 40$ дБ (рисунок 3.7). Необходимость введения в приёмник ППФ возникает, если диапазон принимаемых частот шире, чем $2 f_{ПЧ2}$. Перестройка фильтра ППФ осуществляется сопряжённо с перестройкой гетеродина под управлением МК.

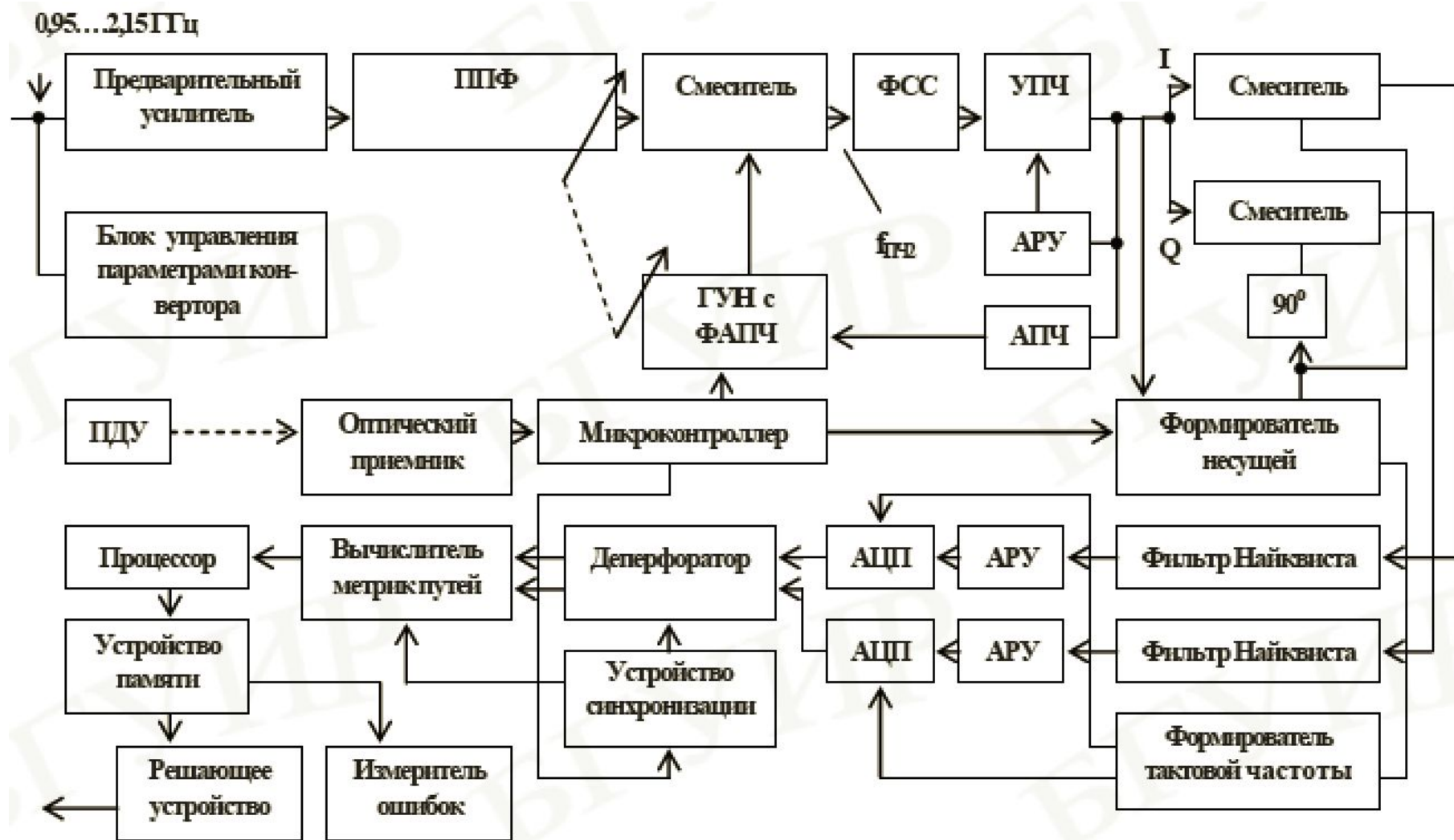


Рис . 25. Блок настройки с демодулятором и декодером Витерби

В качестве перестраиваемого гетеродина в диапазоне 1,43...2,63 ГГц используется генератор, управляемый напряжением (ГУН) с ФАПЧ. Частотный диапазон гетеродина выбирается выше входных частот, что снижает коэффициент перестройки

$$K_{\text{ПЕР}} = \frac{f_{\text{ВХ.В}}}{f_{\text{ВХ.Н}}}$$

и упрощает реализацию ГУН. Здесь $f_{\text{ВХ.В}}$, $f_{\text{ВХ.Н}}$ – верхняя и нижняя частоты диапазона перестройки ГУН, равные 2,63 и 1,43 ГГц соответственно. Относительная нестабильность частоты ГУН определяется стабильностью опорного кварцевого генератора системы ФАПЧ и имеет значения лучшие чем 10^{-5} .

Преобразованный на $f_{\text{ПЧ2}}$ сигнал проходит через фильтр сосредоточенной селекции (ФСС), который определяет частотную избирательность ЦПСВ и ширину его полосы пропускания $\Delta f_{\text{ВЧ}}$ (обычно 36 МГц), и поступает на УПЧ.

В блоке настройки производится автоматическая подстройка частоты (АПЧ) и автоматическая регулировка уровня (АРУ). АПЧ служит для компенсации ухода частоты $f_{\text{ПЧ2}}$ в процессе эксплуатации. Суть её работы состоит в отслеживании ухода частоты относительно номинального значения $f_{\text{ПЧ2}}$ и формировании напряжения ошибки, пропорционального этому уходу. По величине ошибки производится изменение параметров перестраиваемого гетеродина для достижения номинального значения $f_{\text{ПЧ2}}$. АРУ поддерживает постоянство уровня сигнала на входе фазового демодулятора, при котором реализуется оптимальный режим его работы.

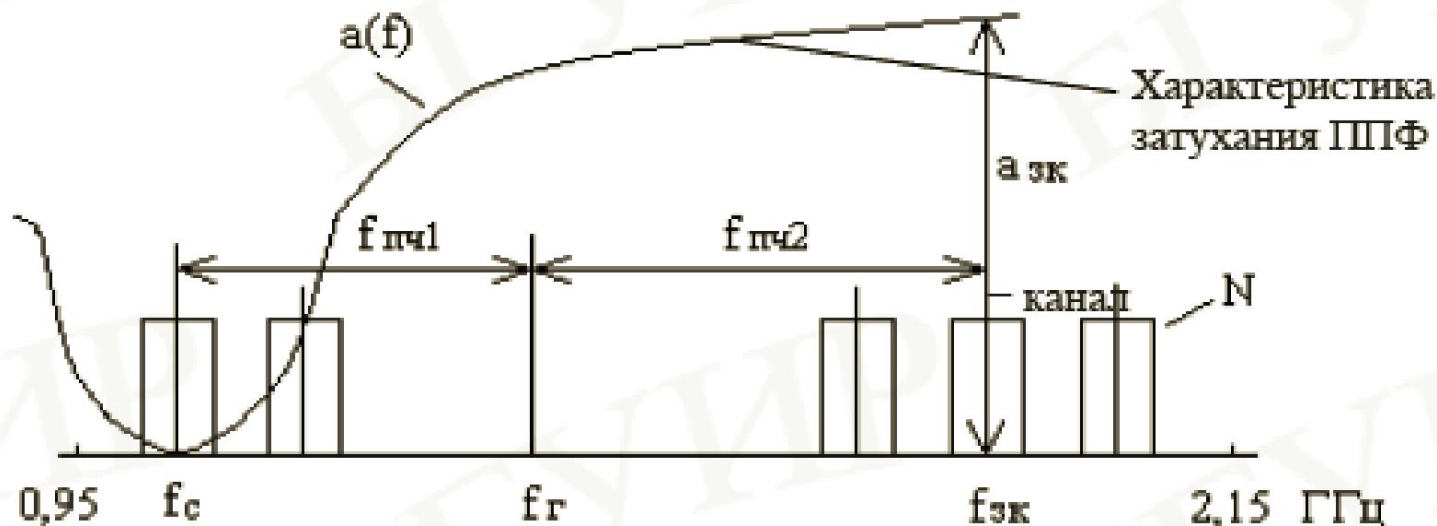


Рис. 26. Схема подавления зеркальной помехи

Для цифровых методов модуляции (АМ, ЧМ, ФМ, ДФМ, 8ФМ, 16ФМ и т.д.) выполняется условие $\gamma = \frac{B}{\Delta f_{np}}$, где В - скорость модуляции или скорость передачи цифрового сигнала,

γ - спектральная эффективность метода модуляции,

Δf_{np} - минимальная полоса пропускания приемника, равная $\Delta f_{ш.з}$

При расчете, как правило, известно необходимое отношение сигнал/шум на входе земного приемника $\left(\frac{P_c}{P_{ш.з.}}\right)$.

Тогда *необходимая мощность* сигнала на входе земного приемника определяется равенством:

$$P_{вх.з} = \frac{P_{вх.ш.з}}{M_3} \cdot \left(\frac{P_c}{P_{ш.з.}}\right)_{вх.з.}$$

где $P_{вх.ш.з}$ – полная мощность шума на входе земного приемника, Вт,
 $\left(\frac{P_c}{P_{ш.з.}}\right)_{вх.з.}$ – необходимое отношение сигнал/шум на входе земного приемника,
 M_3 – выигрыш в отношении сигнал/шум, обусловленный видом модуляции;

$$M_3 = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \text{- для АМ}$$

$$M_3 = 1 \quad \text{- для ЧМ}$$

$$M_3 = \sqrt{2} \quad \text{- для двухпозиционной (однократой ФМ)}$$

$$M_3 = 2 \quad \text{- для четырехпозиционной (двухкратной ФМ)}$$

$$M_3 = 4 \quad \text{- для квадратурной амплитудной манипуляции (16-позиционной АМн)}$$

Мощность шумов связана с эквивалентной шумовой температурой T_3 зависимостью:

$$P_{ш} = kT_{ш.з.}\Delta f_{ш.з}$$

Тогда
$$P_{вх.з} = \frac{kT_{\Sigma ш.з} \Delta f_{ш.з}}{M_3} b \left(\frac{P_c}{P_{ш.з.}}\right)_{вх.з.}, \text{ где } T_{ш.з} = T_{А.з.} + T_0(1 -) + T_{пр.з},$$

а
$$^{\circ}\text{К}$$

Необходимая мощность сигнала на входе бортового приемника в виду отсутствия демодуляции сигнала на борту при $M_6 = 1$ равна:

$$P_{\text{вх.б}} = kT_{\Sigma \text{ш.б.}} \Delta f_{\text{б}} a \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вх.б}}$$

где $\Delta f_{\text{ш.б}} = \Delta f_{\text{ш.з}}$ - шумовая полоса пропускания бортового приемника.

Величина эквивалентной шумовой температуры всей бортовой приемной станции определяется аналогично определению эквивалентной шумовой температуры земной станции:

$$T_{\text{ш.б}} = T_{\text{А.б.}} + T_0(1 -) + T_{\text{э.пр.б}}, \text{ } ^\circ\text{K}$$

Значение *требуемой мощности* на входе бортового приемника будет обеспечено, если мощность передатчика на земной станции будет равна:

$$P_{\text{пер.з}} = \frac{16\pi^2 d_1^2 L_{1\text{дон}} kT_{\Sigma \text{б.}} \Delta f_{\text{ш.б}}}{\lambda_1^2 G_{\text{пер.з}} G_{\text{пр.б}} \eta_{\text{пер.з}} \eta_{\text{пр.б}}} a \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вх.б}}$$

ил

$$P_{\text{пер.з,дБВт}} = 10 \lg P_{\text{пр.б}} + 20 \lg \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) + 10 \lg L_{1\text{дон}} - 10 \lg (G_{\text{пр.б}} G_{\text{пер.з}} \eta_{\text{пер.з}} \eta_{\text{пр.б}})$$

и

Значение *требуемой мощности* на входе земного приемника будет обеспечено, если мощность передатчика на бортовой станции будет равна:

$$P_{\text{пер.б}} = 2 \cdot \frac{16\pi^2 d_2^2 L_{2\text{дон}} kT_{\Sigma \text{ш.з}} \Delta f_{\text{ш.з}}}{\lambda_2^2 G_{\text{пер.б}} G_{\text{пр.з}} \eta_{\text{пер.б}} \eta_{\text{пр.з}}} b \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вх.з}}$$

$$P_{\text{пер.б,дБВт}} = 3 + 10 \lg P_{\text{пр.з}} + 20 \lg \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) + 10 \lg L_{2\text{дон.}} - 10 \lg (G_{\text{пр.з}} G_{\text{пер.б}} \eta_{\text{пер.б}} \eta_{\text{пр.з}})$$

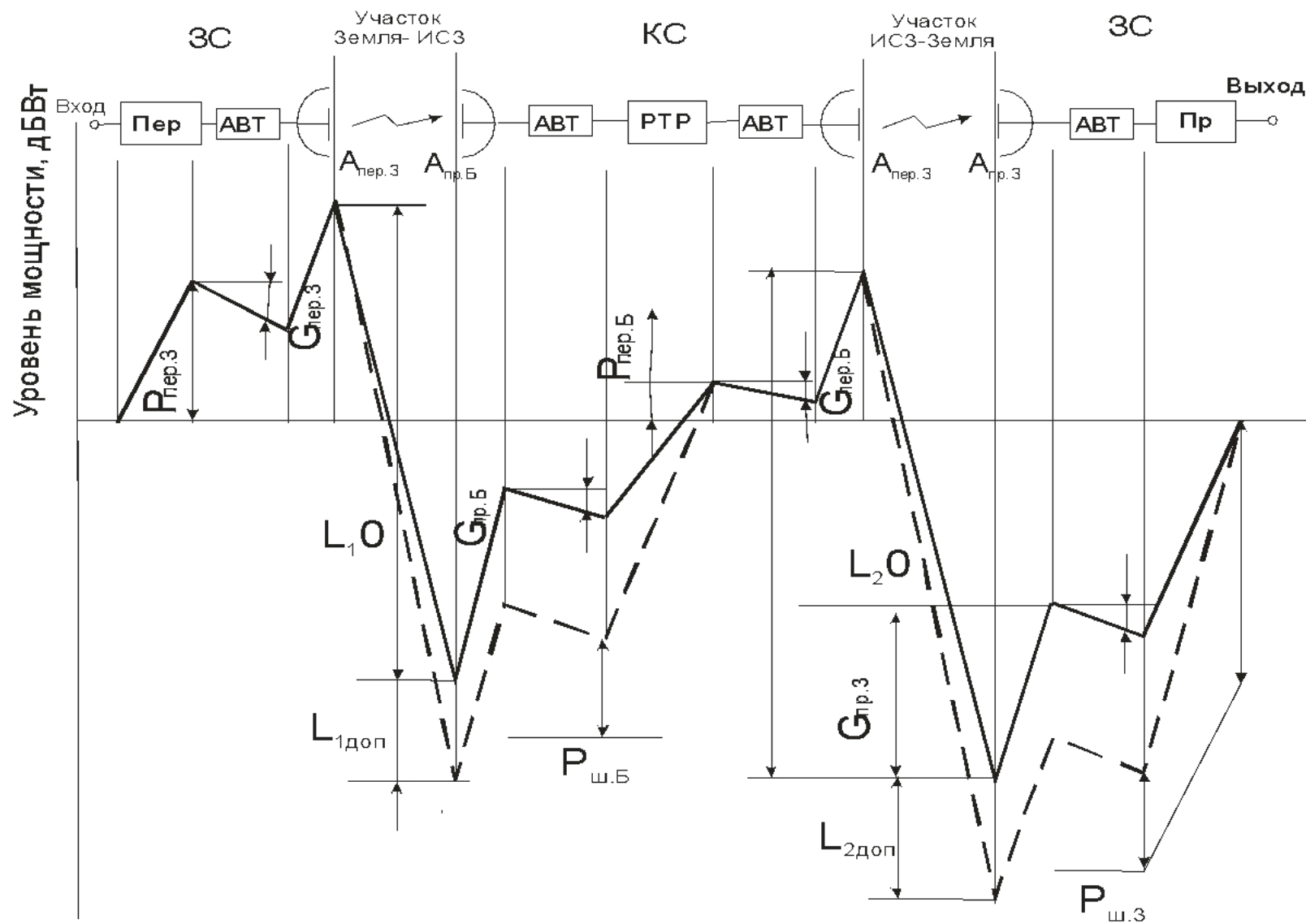


Рис. 28. Диаграмма уровней сигнала
линии спутниковой связи

The
End