

Таким образом, введение эквивалентной ширины КЭ позволяет учесть влияние дифракции на нелинейность преобразования и энергетический к.п.д. на каждом периоде формирования сигналов с использованием простых и достаточно корректных аналитических выражений, анализ которых не требует больших затрат машинного времени.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Ратис Ю.Л., Леонович Г.И. Дифракция светового потока на чувствительных элементах волоконно-оптических и оптико-электронных датчиков механических перемещений // Компьютерная оптика, Вып. 16, 1996, с. 74 — 77.
2. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике для инженеров и студентов ВУЗов. — М.: Наука, 1974. — 944 с.
3. Born M., Wolf E. Principles of Optics. N. Y.: Pergamon Press, 1984. p. 855.
4. Борисюк Л.В. Расчет погрешности устройства контроля лимбов, кодовых дисков: Метрология, 1991, № 8, Издательство стандартов, с. 9 — 17.
5. Ландау Л.Д., Лившиц Е.М. Теоретическая физика. т. 2. Теория поля. — М.: Наука, 1967. — 460 с.
6. Букреев И.Н. и др. Микроэлектронные схемы цифровых устройств. 2-е изд., переработанное и дополненное. — М.: Советское радио, 1975. — 368 с.

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ ВНЕШНЕЙ СИНХРОНИЗАЦИИ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ ИХ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Кремнев А.Е.

Немодулированный радиочастотный (РЧ) сигнал сам по себе не несёт никакой информации. Для передачи телеграфного сообщения РЧ сигнал манипулируют в соответствии с кодом Морзе. Для передачи телефонного сообщения несущую необходимо промодулировать. Чисто угловая модуляция, угловая или фазовая, используется только на УКВ диапазонах, поскольку полоса частот, занимаемая радиостанцией в эфире, получается излишне широкой. На КВ используют однополосную модуляцию, причем однополосный сигнал формируют из амплитудно-модулированного (АМ) сигнала. Рассмотрим особенности известных способов модуляции.

При фазовой модуляции (ФМ) фаза радиочастотного колебания изменяется обычно пропорционально мгновенным значениям модулирующего аналогового сообщения, поэтому полезный ФМ радиосигнал может быть записан в следующем виде:

$$s(t, \lambda) = A_0 \cos(\omega_0 t + M_\phi \lambda),$$

где A_0 , ω_0 — априорно известные значения амплитуды и частоты радиосигнала; $\lambda(t)$ — аналоговое сообщение; $M_\phi = \sigma_\phi / \sigma_\lambda$ — известная крутизна

характеристики фазового модулятора; $\sigma_\phi = \sqrt{D_\phi}$ — среднее квадратическое отклонение фазы, обусловленное модуляцией; $\sigma_\lambda = \sqrt{D_\lambda}$ — среднее квадратическое значение сообщения $\lambda(t)$.

ФМ радиосигнал может быть записан иначе

$$s(t, \lambda) = A_0 \cos(\omega_0 t + \sigma_\phi \frac{\lambda}{\sigma_\lambda}) = A_0 \cos(\omega_0 t + m_\phi \lambda').$$

Здесь $\lambda' = \lambda/\sigma_\lambda$ — нормированное сообщение. По аналогии со случаем модуляции синусоидальным сигналом $\sigma_\phi = m_\phi$ называют индексом фазовой модуляции.

РЧ сигнал с ФМ может быть принят квазиоптимальным радиоприемным устройством, структурная схема которого приведена на рис. 1. Радиоприемник ФМ радиосигналов представляет собой схему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и состоит из перемножителя, подстраиваемого генератора (ПГ), фазового модулятора с крутизной характеристики M_ϕ и усилителя с цепочкой RC , постоянная времени которой $T_\lambda = RC$, $D = d/dt$ — оператор дифференцирования, K — оптимальное значение коэффициента усиления усилителя, которое зависит от отношения сигнал — шум.

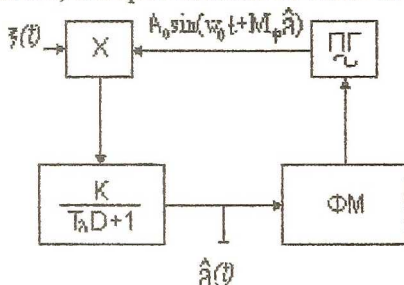


Рис. 1. Структурная схема квазиоптимального приемника радиосигналов с фазовой модуляцией

Сигнал на выходе перемножителя имеет составляющую $(A_0/2) \sin[M_\phi(\lambda - \hat{\lambda})]$, которая, действуя через усилитель и фазовый модулятор, уменьшает фазовое рассогласование между принимаемым сигналом и его аналогом, сформированным в приемнике.

Помехоустойчивость приема ФМ радиосигналов будем характеризовать величиной относительной ошибки фильтрации [1]

$$\delta_{\phi\lambda}^2 = \left(\sqrt{1 + 4qm_\phi} - 1 \right) / 2qm_\phi^2$$

Помехоустойчивость приема ФМ радиосигналов определяется отношением q (сигнал—шум) и индексом фазовой модуляции $m_\phi = \sigma_\phi = M_\phi \sigma_\lambda$ (рис.2).

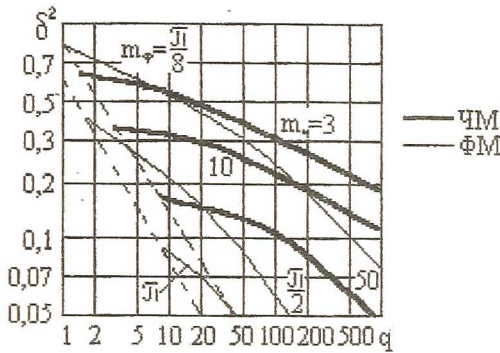


Рис.2. Зависимость квадрата относительной ошибки фильтрации сообщения от отношения сигнал — шум при фазовой и частотной модуляциях

Синтезированная схема ФАПЧ практически устойчиво работает при дисперсии фазовой ошибки $D_{\phi^{\wedge}} = \delta^2_{\phi m} D_{\phi} < 1 \text{ рад}^2$. Дисперсию ошибки слежения за фазой принимаемого сигнала $D_{\phi^{\wedge}} = 1 \text{ рад}^2$ можно принять в качестве демодуляционного порога. При ошибках слежения за фазой $D_{\phi^{\wedge}} > 1 \text{ рад}^2$ наблюдается пороговый эффект, который заключается в резком ухудшении помехоустойчивости приема ФМ радиосигналов из-за появления в ФАП перескоков фазы подстраиваемого генератора на 2π . Поэтому на рис.2 кривые зависимости $\delta^2_{\phi m} = f(qm_\phi)$ проведены до точек, в которых $D_{\phi^{\wedge}} = 1 \text{ рад}^2$.

При частотной модуляции (ЧМ) частота колебания изменяется пропорционально мгновенным значениям модулирующего сообщения $\lambda(t)$. Поэтому ЧМ радиосигнал может быть представлен в следующем виде:

$$s(t, \lambda) = A_0 \cos(\omega_0 t + \Psi(t)), \quad \Psi(t) = M_\phi \int_0^t \lambda(\tau) d\tau,$$

где A_0 , ω_0 — априорно известные значения амплитуды и частоты несущей.

Из этого выражения следует, что полная фаза полезного радиосигнала ЧМ складывается из постоянной регулярной составляющей $\omega_0 t$ и добавочного члена $\Psi(t)$, обусловленного модуляцией, априорные сведения, о которой характеризуются двумя стохастическими дифференциальными уравнениями первого порядка

$$\partial\Psi/\partial t = M_q\lambda, \quad \partial\lambda/\partial t = -\alpha\lambda + n_\lambda(t).$$

Здесь $M_q = \sigma_\omega/\sigma_\lambda$ — крутизна характеристики частотного модулятора; σ_ω — среднееквадратическое значение отклонения частоты радиосигнала от средней частоты ω_0 .

Запишем формулу для квадрата относительной ошибки фильтрации [1]

$$\delta_{\omega}^2 = \frac{1}{2qm_q} \left(1 + 2m_q\sqrt{q} - \sqrt{1 + 4m_q\sqrt{q}} \right) \sqrt{1 + 4m_q\sqrt{q}}$$

На рис.2. представлены результаты вычислений по этой формуле для ряда значений m_q . При заданном q ошибка фильтрации уменьшается с увеличением индекса частотной модуляции, что, однако, приводит к расширению спектра ЧМ радиосигнала.

В работе квазиоптимального приемника ЧМ радиосигналов так же, как и в приемнике ФМ радиосигналов, наблюдается демодуляционный порог (рис.2.) При несинхронном приеме ЧМ радиосигналов их детектирование может производиться с помощью частотного дискриминатора. В этом случае также наблюдается демодуляционный порог, который достигается при больших отношениях сигнал-шум, чем при синхронном приеме.

Если приравнять, выражения для квадрата относительной ошибки фильтрации ЧМ и ФМ сигналов, то можно найти соотношение между m_ϕ и m_q , при выполнении которого помехоустойчивость приема фазо- и частотно-модулированных сигналов одинакова. При $q > 1$ получим

$$m_\phi^2 = m_q^2 / (1 + 4\sqrt{q} m_q).$$

Можно отметить, что при выполнении этого равенства спектр ЧМ радиосигнала будет значительно шире спектра ФМ радиосигнала.

При амплитудной модуляции (АМ) амплитуда радиочастотного колебания изменяется в соответствии с передаваемым сообщением, а частота и фаза несущего колебания от сообщения не зависят, но под влиянием дестабилизирующих факторов могут случайным образом изменяться во времени. Поэтому АМ радиосигнал может быть записан в следующем виде:

$$s(t, \lambda) = (A_0 + M_a\lambda)\cos(\omega_0 t + \varphi(t)).$$

Здесь $M_a = \sigma_a/\sigma_\lambda$ — крутизна характеристики амплитудного модулятора; $\sigma_a = M_a\sigma_\lambda$ — среднееквадратическое отклонение огибающей от уровня несущей; $\varphi(t)$ — случайная фаза, рассматриваемая как сопутствующий параметр.

Во многих практических случаях можно считать, что случайная фаза радиосигнала описывается дифференциальным уравнением

$$d\varphi/dt = n_\varphi(t),$$

где $n_{\varphi}(t)$ — белый шум.

АМ радиосигнал может быть записан иначе

$$s(t, \lambda) = (A_0 + M_a \lambda) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) = A_0 (1 + m_a \lambda') \cos(\omega_0 t + \varphi),$$

где $m_a = \sigma_a / A_0$ — коэффициент амплитудной модуляции, а $\lambda' = \lambda / \sigma_{\lambda}$ нормированное сообщение.

Запишем выражение для относительной ошибки фильтрации [1]

$$\delta_{ам}^2 = \frac{I}{2q m_a^2 / (1 + m_a^2)} \left(\sqrt{1 + 4q m_a^2 / (1 + m_a^2)} - 1 \right)$$

График зависимости функции $\delta_{ам}^2 = f(q, m_a)$ изображен на рис.3.

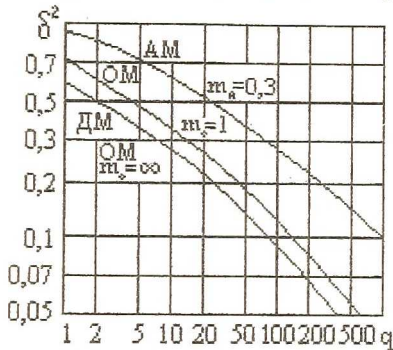


Рис.3. Зависимость квадрата относительной ошибки фильтрации сообщения от отношения сигнал-шум при разных видах амплитудной модуляции.

Из графика следует, что ошибка фильтрации тем меньше, чем больше отношение сигнал-шум и коэффициент амплитудной модуляции m_a . Последнее объясняется тем, что при увеличении m_a возрастает доля мощности передатчика, приходящаяся на информационные боковые полосы спектра АМ радиосигнала.

Следует отметить, что если на приемном конце осуществляется синхронное детектирование, то обеспечивается равенство отношений сигнал-шум на входе и выходе синхронного детектора. Вследствие этого фильтрация сигнала от шума может производиться после синхронного детектирования. В существующих радиоприемных устройствах для детектирования АМ радиосигналов обычно используются детекторы огибающей. При малых отношениях сигнал-шум в них наблюдается эффект подавления слабого сигнала помехой. Поэтому применение синхронного детектора обеспечивает примерно двукратный выигрыш по мощности по сравнению с детектором огибающей. Однако этот выигрыш в помехоустойчивости достигается путем усложнения схемы приемника из-за необходимости применения ФАПЧ.

Радиосигнал с двухполосной модуляцией (ДМ) и подавленным колебанием несущей частоты можно получить из АМ радиосигнала. Спектр ДМ радиосигнала состоит из двух боковых полос. Сам ДМ радиосигнал может быть записан в следующем виде:

$$s(t, \lambda) = M_a \lambda \cos(\omega_0 t + \varphi).$$

Относительная ошибка фильтрации сообщения $\lambda(t)$ при ДМ определяется формулой [1]:

$$\delta_{\text{ДМ}}^2 = (\sqrt{1+4q} - 1) / 2q$$

График зависимости $\delta_{\text{ДМ}}^2 = f(q)$ приведен на рис.3. Из него видно, что ДМ обладает более высокой помехоустойчивостью по сравнению с АМ, поскольку при ДМ вся мощность передатчика расходуется только на информационные боковые полосы.

Если в АМ радиосигнале полностью подавить одну из боковых полос, то получим однополосный радиосигнал с полной несущей (АЗН). На практике находят также применение системы однополосной передачи аналоговых сообщений с ослабленной (АЗА) или подавленной (АЗП) несущей. Радиосигнал с однополосной модуляцией (ОМ) может быть записан в следующем аналитическом виде:

$$s(t, \lambda) = \frac{M_a}{\sqrt{2}} \lambda \cos(\omega_0 t + \varphi) + \frac{M_a}{\sqrt{2}} \mu \sin(\omega_0 t + \varphi) + B_0 \cos(\omega_0 t + \varphi),$$

где B_0 — известное постоянное значение амплитуды несущей; $\mu(t) = H[\lambda(t)]$ — преобразование Гильберта от информационного сообщения. ОМ сигнал представлен в виде суммы двух двухполосных сигналов, у которых составляющие верхних боковых полос взаимно компенсируются. Колебания несущей частоты, входящие в ОМ радиосигнал, необходимы для работы ФАПЧ, которая формирует гармоническое колебание для синхронного приема сигнала.

Относительная ошибка фильтрации определяется формулой [1]

$$\delta_{\text{ам}}^2 = \frac{1}{2q m_0^2 / (1 + m_0^2)} \left(\sqrt{1 + 4q m_0^2 / (1 + m_0^2)} - 1 \right),$$

где $m_0 = P_{\text{БОК}} / P_{\text{НЕС}}$ — коэффициент деления мощности передатчика между боковой полосой и несущей. Помехоустойчивость приема ОМ радиосигналов зависит от коэффициента деления мощности m_0 , значения которого определяются флуктуациями частоты и фазы радиосигнала. Применительно к КВ каналам радиосвязи $m_0 = 1..5$. В отсутствие несущей ($m_0 = \infty$) помехоустойчивость ОМ практически совпадает с помехоустойчивостью ДМ (рис.3.)

Обобщая и анализируя перечисленные виды модуляции, можно сказать, что наиболее лучшими по критерию $\min \delta^2$ при относительно низком

значении сигнал-шум q являются следующие виды модуляции: ФМ, ЧМ, ДМ, ОМ. Однако ЧМ радиосигнал имеет самый широкий спектр из всех перечисленных при равной помехоустойчивости и к ЧМ сигналу не имеет место жесткое требование к когерентной обработке при приеме, поэтому ЧМ радиосигнал опустим из рассмотрения.

При приеме реальных речевых сообщений из-за особенностей человеческого слуха требования к точности восстановления частоты и фазы несущего колебания существенно снижаются. Поэтому восстановление несущей частоты в приемнике может осуществляться не только с помощью ФАПЧ, по несущей частоте, но и автономным методом, с помощью высокостабильного генератора (рис.4).

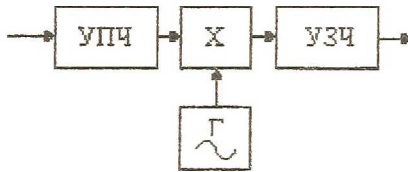


Рис. 4. Структурная схема приемника однополосных радиосигналов с автономным восстановлением несущей частоты

Казалось бы, что приемник прямого преобразования (см. рис.4) идеально подходит для приема ДМ, ОМ, ФМ сигналов. На самом деле это не совсем так. Даже при точной настройке гетеродина приемника на частоту подавленной несущей ω_0 колебания будут иметь произвольный фазовый сдвиг φ . Напряжение, например ДМ сигнала и гетеродина приемника можно записать следующим образом: [2]

$$u_c = s(t) a_c \cos \omega_0 t,$$

$$u_z = a_z \cos(\omega_0 t + \varphi).$$

Смеситель приемника перемножает эти напряжения:

$$u_c u_z = s(t) a_z a_c \cos \omega_0 t \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) = \frac{1}{2} s(t) a_z a_c [\cos \varphi + \cos(2\omega_0 t + \varphi)].$$

ФНЧ, установленный на выходе смесителя, выделяет сигналы только низких частот, соответствующие первому слагаемому, и отфильтровывает сигнал с удвоенной частотой. Звуковое напряжение оказывается пропорционально косинусу разности фаз напряжений сигнала и гетеродина:

$$u_0 = \frac{1}{2} s(t) a_z a_c \cos \varphi.$$

Оно максимально при $\varphi=0^\circ$ и $\varphi=180^\circ$, но обращается в нуль при $\varphi=90^\circ$ и $\varphi=270^\circ$. Физически это явление объясняется тем, что две боковые полосы ДМ радиосигнала преобразуются в смесителе независимо друг от друга и складываются на его выходе. При этом верхняя боковая полоса при-

обретает фазовый сдвиг $-\varphi$, поскольку частота и фаза гетеродина вычитаются из частоты и фаза сигнала (последняя принята за нулевую). Нижняя боковая полоса приобретает фазовый сдвиг $+\varphi$. При $\varphi=90^\circ$ и $\varphi=270^\circ$ низкочастотные колебания от двух боковых полос получаются противофазными и компенсируют друг друга.

Если же частоты гетеродина и подавленной несущей совпадают не точно, то сдвиг фазы φ непрерывно изменяется во времени ($\varphi=\Omega t$, где Ω —растройка частот) и амплитуда звукового сигнала периодически изменяется от максимума до нуля. На рис.5 представлены экспериментальные зависимости разборчивости звуков речи от неточности восстановления частоты Ω . Из рисунка видно, что при отсутствии помех удовлетворительное качество связи получается даже при неточности восстановления частоты несущей до 300...400 Гц.

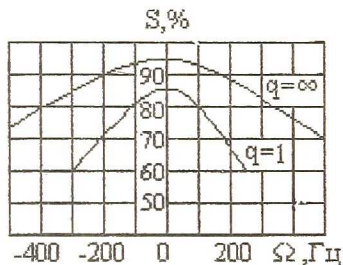


Рис.5. Влияние неточности восстановления частоты несущей на разборчивость речи при однополосной модуляции

Однако для обеспечения художественного приема разность восстановленной и переданной частот несущей не должна отличаться не более чем на 10 Гц. При положительных расстройках, когда восстановленная несущая по частоте ближе к боковой полосе, чем истинная, голос становится бубнящим. Наоборот, при отрицательных расстройках голос становится неестественно звонким.

Из всего вышесказанного можно сделать вывод, что ФМ, ДМ, ОМ для своей реализации требуют когерентной обработки, т.е. знания на приемной стороне несущей частоты сигнала с точностью до фазы. Это жесткое требование весьма затрудняет практическую реализацию самых «дальновидных» видов модуляции.

Если предположить, что приемник и передатчик стационарны, то, оказывается, обеспечить высокую стабильность частоты и фазы опорного генератора можно с помощью внешней синхронизации передатчика и

приемника от радиостанций Государственной Службы Времени и Частоты (ГСВЧ).

Приведем таблицу о радиостанциях ГСВЧ, в которой отражены все основные показатели [3].

Таблица 1

Наименование станции	Место	Р _{вык} кВт	f ₀ кГц	Продолж. раб. (час в сут.)	Перерывы в работе		Уверенные зоны приема сигналов	Нестаб. частоты.
					День	Время (моск.)		
РВМ	М	5 5 8	4999 9996 14996	24	Перв.(4996),втор.(9996) среда перв. мес. кварт. Трет. среда нечет. месяца (14996)	08.00-16.00	20°В.Д.-60°В.Д.	5·10 ⁻¹¹
РИД	И	1	5004 10004 15004	24	Втор. и трет. понед. кажд. месяца (5004-15004) Трет. вторн. и понед. (10004)	03.00-11.00	120°В.Д.-170°В.Д.	5·10 ⁻¹¹
РТА	Н	5	10000 15000	20.5	Первый и третий четв. Кажд. месяца	03.00-13.00	20°В.Д.-60°В.Д.	5·10 ⁻¹¹
РЦХ	Т	1	2500 5000 10000	21	Третий понедельник каждого месяца	04.00-14.00	60°В.Д.-80°В.Д.	5·10 ⁻¹¹
РВ-166	И	40	200	23	Три последн. понед. каждого месяца	03.00-12.00	В радиусе 600км от станции	5·10 ⁻¹²
РВ-76	Н	40	272	22	Первый, второй, четвертый вторн. ежемесячно	06.00-13.20	В радиусе 600км от станции	5·10 ⁻¹²
РБУ	М	10	66,(6)	24	Третий вторник каждого четного месяца	08.00-16.00	20°В.Д.-60°В.Д.	5·10 ⁻¹²
РТЗ	И	10	50	23	Первый, третий, четвертый понед. ежемесячно	03.00-11.00	120°В.Д.-170°В.Д.	5·10 ⁻¹²

Примечание: М – Москва, И – Иркутск, Н – Новосибирск, Т – Ташкент

Режимы работы радиостанций строго регламентированы в течение каждого часа по минутам. Радиостанции излучают различные сигналы, начиная от немодулированного колебания, кончая сложным амплитудно-модулированным сигналом. Существуют моменты времени в регламенте работы станции, когда передатчик выключен. Точность установки частоты, как видно из таблицы, достигает до $5 \cdot 10^{-12}$ [4]. Это излишняя точность,

да и к тому же имеются перерывы в работе станций. Также можно синхронизировать передатчик и приемник от мощной радиостанции, работающей в СВ или ДВ диапазоне круглосуточно в данном регионе. Точность установки частоты достигает значения $4 \cdot 10^{-8}$, что вполне достаточно для передачи, например, речи.

Используя синхронизацию передатчика и приемника можно реализовать «дальнобойную» фазовую модуляцию для стационарных радиостанций. На рис.6 приведена структурная схема такой радиостанции. Несущую частоту передачи можно получить, линейно комбинируя опорную частоту, принимаемую на СВ приемник.

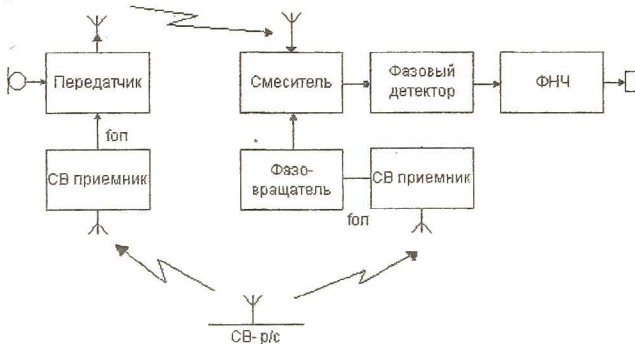


Рис. 6. структурная схема радиолинии ФМ

Фазовращатель обеспечивает нулевой сдвиг фаз между принимаемым сигналом и синхронизирующим сигналом. Фазовый сдвиг образуется за счет прохождения радиоволны через среду распространения и равен $\varphi = 2\pi r/\lambda$, где r – расстояние между антеннами, а λ – длина волны в воздухе.

Другое применение внешней синхронизации – псевдодуплексный режим работы стационарной радиостанции, используя всего один частотный канал. Для этого достаточно синхронизировать момент передачи 1-ой радиостанции и приема 2-ой. Затем, эти две радиостанции меняются ролями, т.е. 1-я принимает, а 2-я излучает. Частота переключений выбирается в 3...5 раз большей, чем верхняя частота спектра модулирующего сигнала.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Тихонов В.И. Авиационные радиосвязные устройства. — М.: ВВИА Н.Е. Жуковского, 1986.
2. Поляков В.Т. Радиолобителям о технике прямого преобразования. — М.: Патриот, 1990.
3. Краснов Ю., Пушкин С. Служба времени и частоты в СССР. — Радио, 1983, №2 с. 14-16
4. Поляков В.Т. Приемник эталонной частоты. — Радио, 1988, №5 с. 38-40.