

FM-радиопередатчик

Комиссаров

Декабрь

1 Введение

В современном мире радиосвязь играет ключевую роль в передаче информации, обеспечивая связь на больших расстояниях и в различных условиях. Одним из основных элементов радиосистем является FM-радиопередатчик, который использует фазовую модуляцию для передачи аудиосигнала. В данном отчете мы рассмотрим ключевые аспекты, связанные с проектированием и функционированием FM-радиопередатчиков, включая экранирование, конденсаторы, электромагнитную индукцию, колебательные RLC-контуры и автоколебания в электрических цепях.

Экранирование является важным компонентом для предотвращения внешних помех и защиты от излучения, что особенно актуально в условиях плотной городской застройки и вблизи промышленных объектов. Конденсаторы, как элементы, способствующие накоплению и высвобождению энергии, играют значительную роль в настройке частоты колебательных контуров, которые обеспечивают стабильную работу радиопередатчиков.

Электромагнитная индукция, в свою очередь, является основой для передачи сигналов в радиочастотном диапазоне, что позволяет эффективно использовать длинные волны для достижения больших расстояний. Колебательные RLC-контуры, состоящие из резисторов, индуктивностей и конденсаторов, формируют основу для генерации радиочастотных сигналов, обеспечивая необходимые условия для автоколебаний, которые позволяют радиопередатчику функционировать без внешнего источника сигнала.

Таким образом, в рамках данного отчета мы подробно проанализируем все перечисленные аспекты, их влияние на эффективность работы FM-радиопередатчика и возможности их оптимизации для достижения наилучших результатов в радиосвязи.

2 О модуляции

Сигналы, поступающие из источника сообщений (микрофон, передающая телевизионная камера, датчик телеметрической системы), как правило, не могут быть непосредственно переданы по радиоканалу. Дело не только в том, что эти сигналы недостаточно велики по амплитуде. Гораздо существеннее их относительно низкочастотность. Чтобы осуществить эффективную передачу сигналов в какой-либо среде, необходимо перенести спектр этих сигналов из низкочастотной области в область достаточно высоких частот. Данная процедура получила в радиотехнике название модуляции.

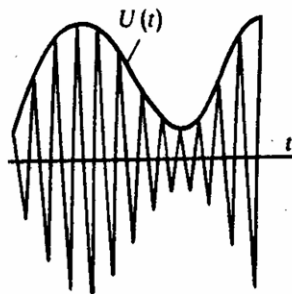
2.1 Сигналы с амплитудной модуляцией

Прежде чем изучать этот простейший вид модулированных сигналов, рассмотрим кратко некоторые вопросы, касающиеся принципов модуляции любого вида. Понятие несущего колебания. Идея способа, позволяющего переносить спектр сигнала в область высоких частот, заключается в следующем. Прежде всего в передатчике формируется вспомогательный высокочастотный сигнал, называемый несущим колебанием. Его математическая модель $U_{\text{НЕС}}(t) = f(t; a_1, a_2, m)$ такова, что имеется некоторая совокупность параметров a_1, a_2, \dots, a_m , определяющих форму этого колебания. Пусть $s(t)$ — низкочастотное сообщение, подлежащее передаче по радиоканалу. Если, по крайней мере, один из указанных параметров изменяется во времени пропорционально передаваемому сообщению, то несущее колебание приобретает новое свойство — оно несет в себе информацию, которая первоначально была заключена в сигнале $s(t)$. Физический процесс управления параметрами несущего колебания и является модуляцией. В радиотехнике широкое распространение получили системы модуляции, использующие в качестве несущего простое гармоническое колебание

$$u(t) = U \cos(\omega t + \phi), \quad (1)$$

имеющее три свободных параметра U , ω и ϕ . Изменяя во времени тот или иной параметр, можно получать различные виды модуляции.

Принцип амплитудной модуляции. Если переменной оказывается амплитуда сигнала $U(t)$, причем остальные два параметра ω и ϕ неизменны, то имеется амплитудная модуляция несущего колебания.



АМ-сигнал и его огибающая

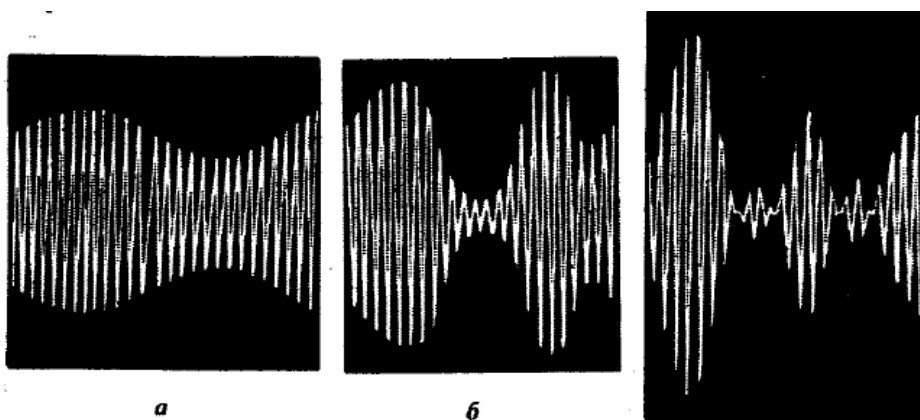
Форма записи амплитудно-модулированного, или АМ-сигнала, такова:

$$u_{AM}(t) = U(t) \cos(\omega_0 t + \phi_0). \quad (2)$$

Осциллограмма АМ-сигнала имеет характерный вид. Обращает на себя внимание симметрия графика относительно оси времени. В соответствии с формулой АМ-сигнал есть произведение огибающей $U(t)$ и гармонического заполнения $\cos(\omega_0 t + \phi_0)$. В большинстве практически интересных случаев огибающая изменяется во времени гораздо медленнее, чем высокочастотное заполнение. При амплитудной модуляции связь между огибающей $U(t)$ и модулирующим полезным сигналом $s(t)$ принято определять следующим образом:

$$U(t) = U_m [1 + Ms(t)]. \quad (3)$$

Здесь U_m - постоянный коэффициент, равный амплитуде несущего колебания в отсутствие модуляции; - коэффициент амплитудной модуляции. АМ-сигналы с малой глубиной модуляции в радиоканалах нецелесообразны ввиду неполного использования мощности передатчика. В то же время 100%-ная модуляция вверх ($M = 1$) в два раза повышает амплитуду колебаний при пиковых значениях модулирующего сообщения. Дальнейший рост этой амплитуды, как правило, приводит к нежелательным искажениям из-за перегрузки выходных каскадов передатчика. Не менее опасна слишком глубокая амплитудная модуляция вниз. Здесь форма огибающей перестает повторять форму модулирующего сигнала.



При амплитудной модуляции не удастся обеспечить широкий динамический диапазон передаваемых сигналов

Рис. 4.1. АМ-сигналы при различных глубинах модуляции:
а - неглубокая модуляция; б - глубокая модуляция; в - перемодуляция

Однотональная амплитудная модуляция. Простейший АМ-сигнал может быть получен в случае, когда модулирующим низкочастотным сигналом является гармоническое колебание с частотой Ω . Такой сигнал

$$u_{AM}(t) = U_m [1 + M \cos(\Omega t + \Phi_0)] \cos(\omega_0 t + \phi_0) \quad (4)$$

называется однотональным АМ-сигналом. Можно ли такой сигнал представить как сумму простых гармонических колебаний с различными частотами? Используя известную тригонометрическую формулу произведения косинусов, из выражения сразу получаем

$$u_{AM}(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \phi_0) + \frac{U_m M}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \phi_0 + \Phi_0] + \frac{U_m M}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \phi_0 - \Phi_0]. \quad (5)$$

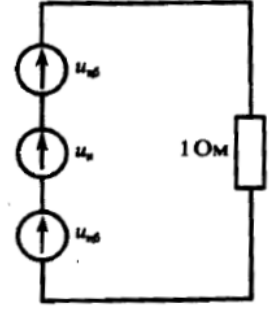
Формула устанавливает спектральный состав однотонального АМ-сигнала. Принята следующая терминология: ω_0 - несущая частота, $\omega_0 + \Omega$ - верхняя боковая частота, $\omega_0 - \Omega$ - нижняя боковая частота.

Энергетические характеристики АМ-сигнала. Рассмотрим вопрос о соотношении мощностей несущего и боковых колебаний. Источник однотонового АМ-сигнала эквивалентен трем последовательно включенным источникам гармонических колебаний:

$$u_{\text{НЕС}}(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_c), \quad (6)$$

$$u_{\text{ВВ}}(t) = \frac{U_m M}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \Phi_0], \quad (7)$$

$$u_{\text{НВ}}(t) = \frac{U_m M}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0 - \Phi_0]. \quad (8)$$



Положим для определенности, что это источники ЭДС, соединенные последовательно и нагруженные на единичный резистор. Тогда мгновенная мощность АМ-сигнала будет численно равна квадрату суммарного напряжения:

$$p_{\text{АМ}}(t) = u_{\text{АМ}}^2 = u_{\text{НЕС}}^2 + u_{\text{ВВ}}^2 + u_{\text{НВ}}^2 + 2u_{\text{НЕС}}u_{\text{ВВ}} + 2u_{\text{НЕС}}u_{\text{НВ}} + 2u_{\text{ВВ}}u_{\text{НВ}}. \quad (9)$$

Чтобы найти среднюю мощность сигнала, величину $p(t)$ необходимо усреднить по достаточно большому отрезку времени :

$$\langle p_{\text{АМ}} \rangle = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^\tau p(t) dt. \quad (10)$$

Легко убедиться в том, что при усреднении все взаимные мощности дадут нулевой результат, - поэтому средняя мощность АМ-сигнала окажется равной сумме средних мощностей несущего и боковых колебаний:

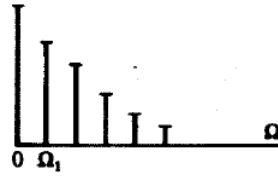
$$\langle p_{\text{АМ}} \rangle = \langle p_{\text{НЕС}} \rangle + [\langle p_{\text{ВВ}} \rangle + \langle p_{\text{НВ}} \rangle] = \frac{U_m^2}{2} + \frac{U_m^2 M^2}{4}. \quad (11)$$

Отсюда следует, что:

$$(\langle p_{\text{ВВ}} \rangle + \langle p_{\text{НВ}} \rangle) / \langle p_{\text{НЕС}} \rangle = M^2 / 2. \quad (12)$$

Так, даже при 100 %-ной модуляции ($M = 1$) доля мощности обоих боковых колебаний составляет всего лишь 50 % от мощности немодулированного несущего колебания. Поскольку информация о сообщении заключена в боковых колебаниях, можно отметить неэффективность использования мощности при передаче АМ-сигнала.

Амплитудная модуляция при сложном модулирующем сигнале. На практике однотоновые АМ-сигналы используются редко. Гораздо более реален случай, когда модулирующий низкочастотный сигнал имеет сложный спектральный состав. Математической моделью такого сигнала может быть, например, тригонометрическая сумма



$$s(t) = \sum_{i=1}^N \alpha_i \cos(\Omega_i t + \Phi_i). \quad (13)$$

Здесь частоты Ω образуют упорядоченную возрастающую последовательность $\Omega_1 < \Omega_2 < \dots < \Omega_N$, в то время как амплитуды α_i и начальные фазы Φ_i произвольны.

$$u_{\text{АМ}}(t) = U_m \left[1 + \sum_{i=1}^N M \alpha_i \cos(\Omega_i t + \Phi_i) \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (14)$$

Введем совокупность парциальных (частичных) коэффициентов модуляции

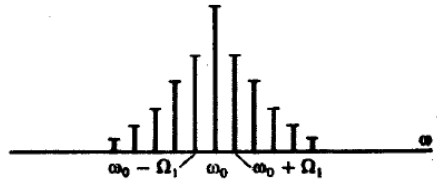
$$M_i = M \alpha_i \quad (15)$$

и запишем аналитическое выражение сложномодулированного (многотонального) АМ-сигнала в форме, которая обобщает выражение 4:

$$u_{\text{АМ}}(t) = U_m \left[1 + \sum_{i=1}^N M_i \cos(\Omega_i t + \Phi_i) \right] \cos(\omega_0 t + \phi_0). \quad (16)$$

Спектральное разложение проводится так же, как и для однотонового АМ-сигнала:

$$u_{AM}(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \sum_{i=1}^N \frac{U_m M_i}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega_i)t + \varphi_0 + \Phi_i] + \sum_{i=1}^N \frac{U_m M_i}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega_i)t + \varphi_0 - \Phi_i]. \quad (17)$$



Итак, в спектре сложномодулированного АМ-сигнала, помимо несущего колебания, содержатся группы верхних и нижних боковых колебаний. Спектр верхних боковых колебаний является масштабной копией спектра модулирующего сигнала, сдвинутой в область высоких частот на величину ω_0 . Спектр нижних боковых колебаний также повторяет спектральную диаграмму сигнала $s(t)$, но располагается зеркально относительно несущей частоты ω_0 . Из сказанного следует важный вывод: ширина спектра АМ-сигнала равна удвоенному значению наивысшей частоты в спектре модулирующего низкочастотного сигнала. Дальнейшим усовершенствованием систем является частичное или полное подавление несущего колебания. При этом мощность передатчика используется более эффективно.

2.2 Сигналы с угловой модуляцией

Будем изучать модулированные радиосигналы, которые получаются за счет того, что в несущем гармоническом колебании $u_{HEC}(t) = U_m \cos(\omega t + \phi)$ передаваемое сообщение $s(t)$ изменяет либо частоту ω , либо начальную фазу ϕ ; амплитуда U , остается неизменной. Поскольку аргумент гармонического колебания $\Psi(t) = \omega t + \phi$, называемый полной фазой, определяет текущее значение фазового угла, такие сигналы получили название сигналов с угловой модуляцией.

Виды угловой модуляции. Предположим вначале, что полная фаза $\psi(t)$ связана с сигналом $s(t)$ зависимостью $\Psi(t) = \omega_0 t + ks(t)$, где ω_0 - значение частоты в отсутствие полезного сигнала; k - некоторый коэффициент пропорциональности. Модуляцию, отвечающую соотношению, называют фазовой модуляцией (ФМ):

$$u_{FM}(t) = U_m \cos[\omega_0 t + ks(t)]. \quad (18)$$

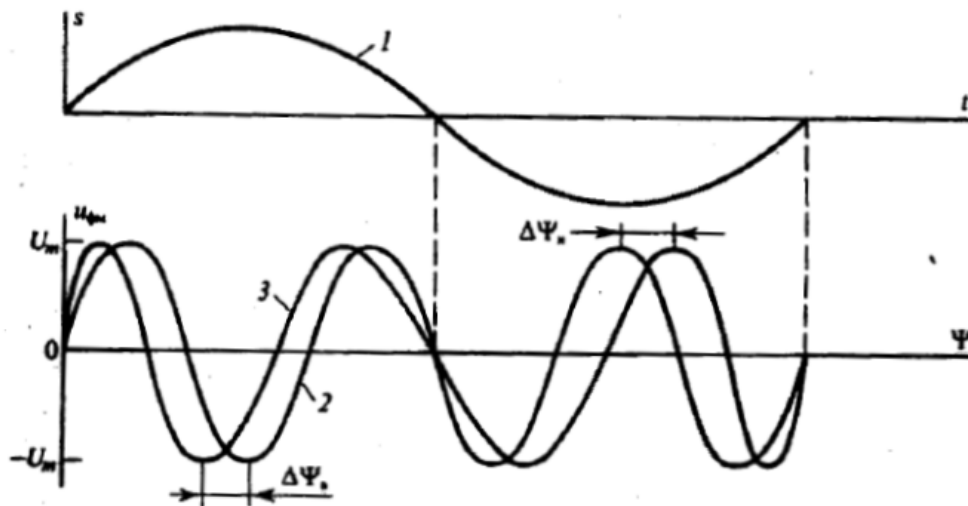


Рис. 4.5. Фазовая модуляция:

1 - модулирующий низкочастотный сигнал; 2 - немодулированное гармоническое колебание; 3 - сигнал с фазовой модуляцией

Мгновенная частота $\omega(t)$ сигнала с угловой модуляцией определяется как первая производная от полной фазы по времени:

$$\omega(t) = \frac{d\Psi}{dt},$$

Поэтому

$$\Psi(t) = \int_{-\infty}^t \omega(\tau) d\tau + const.$$

При частотной модуляции сигнала (ЧМ) между величинами $s(t)$ и $\omega(t)$ имеется связь вида

$$\omega(t) = \omega_0 + ks(t).$$

Поэтому

$$u_M(t) = U_m \cos[\omega_0 t + k \int_{-\infty}^t s(\tau) d\tau].$$

Естественными параметрами ЧМ-сигнала общего вида являются девиация частоты вверх $\Delta\omega_{\text{в}} = ks_{\text{min}}$ и девиация частоты вниз $\Delta\omega_{\text{н}} = ks_{\text{min}}$. Если $s(t)$ - достаточно гладкая функция, то внешне осциллограммы ФМ- и ЧМ-сигналов не отличаются. Однако имеется принципиальная разница: фазовый сдвиг между ФМ- сигналом и немодулированным колебанием пропорционален $s(t)$, в то время как для ЧМ-сигнала этот сдвиг пропорционален интегралу от передаваемого сообщения.

Однотональные сигналы с угловой модуляцией. Анализ ФМ- и ЧМ-сигналов с математической точки зрения гораздо сложнее, чем исследование АМ-колебаний. Поэтому основное внимание будет уделено простейшим однотональным сигналам. В случае однотонального ЧМ-сигнала мгновенная частота

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cos(\Omega t + \Phi_0),$$

где $\Delta\omega$ - девиация частоты сигнала. Полная фаза такого сигнала

$$\psi(t) = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin(\Omega t + \Phi_0) + \Phi_0,$$

где Φ_0 - некоторый постоянный фазовый угол. Отсюда видно, что величина

$$m = \Delta\omega/\Omega,$$

называемая индексом однотональной угловой модуляции, представляет собой девиацию фазы такого сигнала, выраженную в радианах. Для краткости положим, что неизменные во времени фазовые углы $\phi_o = \Phi_o = 0$, и выразим мгновенное значение ЧМ-сигнала в виде

$$u_{\text{чм}}(t) = U_m \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t).$$

Аналитическая форма записи однотонального ФМ-сигнала будет аналогичной. Однако нужно иметь в виду следующее: ЧМ- и ФМ-сигналы ведут себя по-разному при изменении частоты модуляции и амплитуды модулирующего сигнала. При частотной модуляции девиация частоты $\Delta\omega$ пропорциональна амплитуде низкочастотного сигнала. В то же время величина $\Delta\omega$ не зависит от частоты модулирующего сигнала. В случае фазовой модуляции ее индекс m оказывается пропорциональным амплитуде низкочастотного сигнала независимо от его частоты. Как следствие этого, девиация частоты при фазовой модуляции линейно увеличивается с ростом частоты.

Спектральное разложение ЧМ- и ФМ-сигналов при малых индексах модуляции. Задачу о представлении сигналов с угловой модуляцией посредством суммы гармонических колебаний несложно решить в случае, когда $m \ll 1$. Для этого преобразуем формулу следующим образом:

$$u(t) = U_m \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t) = U_m \cos(m \sin \Omega t) \cos \omega_0 t - U_m \sin(m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t. \quad (19)$$

Таким образом, показано, что при $m \ll 1$ в спектре сигнала с угловой модуляцией содержится несущее колебание и две боковые составляющие (верхняя и нижняя) на частотах $\omega_0 + \Omega$ и $\omega_0 - \Omega$. Индекс m играет здесь такую же роль, как коэффициент амплитудной модуляции. Однако можно обнаружить и существенное различие спектров АМ-сигнала и колебания с угловой модуляцией. Для спектральной диаграммы, характерно то, что нижнее боковое колебание имеет дополнительный фазовый сдвиг на 180.

Более точный анализ спектрального состава сигналов с угловой модуляцией. Можно попытаться уточнить полученный результат, воспользовавшись двумя членами ряда в разложении гармонических функций малого аргумента. При этом формула 19 будет выглядеть так:

$$u(t) \approx U_m \left(1 - \frac{1}{2} m^2 \sin^2 \Omega t \right) \cos \omega_0 t - U_m \left(m \sin \Omega t - \frac{1}{6} m^3 \sin^3 \Omega t \right) \sin \omega_0 t$$

Несложные тригонометрические преобразования приводят к результату:

$$\begin{aligned} u(t) = & U_m (1 - m^2/4) \cos \omega_0 t + U_m m (1 - m^2/8) \cdot [\cos(\omega_0 + \Omega)t - \cos(\omega_0 - \Omega)t] + \\ & + U_m (m^2/8) \cdot [\cos(\omega_0 + 2\Omega)t + \cos(\omega_0 - 2\Omega)t] + \\ & + U_m (m^3/48) [\cos(\omega_0 + 3\Omega)t - \cos(\omega_0 - 3\Omega)t] \end{aligned} \quad (20)$$

Эта формула свидетельствует о том, что в спектре сигнала с однотоновой угловой модуляцией, помимо известных составляющих, содержатся также верхние и нижние боковые колебания, соответствующие гармоникам частоты модуляции. Поэтому спектр такого сигнала сложнее спектра аналогичного АМ-сигнала. Отметим также, что возникновение новых спектральных составляющих приводит к перераспределению энергии по спектру. Так, из формулы (20) видно, что с ростом m амплитуда боковых составляющих увеличивается, в то время как амплитуда несущего колебания уменьшается пропорционально множителю $(1 - m^2/4)$.

Важно отметить, что с ростом *индекса модуляции расширяется полоса частот, занимаемая сигналом*. Обычно полагают, что допустимо пренебречь всеми спектральными составляющими с номерами $k > m + 1$. Отсюда следует оценка практической ширины спектра сигнала с угловой модуляцией (⁻¹):

$$\Pi_{\text{практ}} = 2(m + 1)\Omega \quad (21)$$

Как правило, реальные ЧМ- и ФМ-сигналы характеризуются условием $m \gg 1$. Тогда

$$\Pi_{\text{практ}} = 2m\Omega = 2\Delta\omega \quad (22)$$

Как было выяснено, для передачи амплитудно-модулированного сигнала требуется полоса частот, равная 2Ω , т. е. в m раз меньшая. Большая широкополосность ЧМ- и ФМ-сигналов обуславливает их применимость для целей радиосвязи лишь на очень высоких частотах, в диапазонах метровых и более коротких волн. Однако именно широкополосность приводит к гораздо большей помехоустойчивости сигналов с угловой модуляцией по сравнению с АМ-сигналами.

Как отмечалось, рост индекса модуляции приводит к перераспределению мощности в спектре модулированного сигнала.

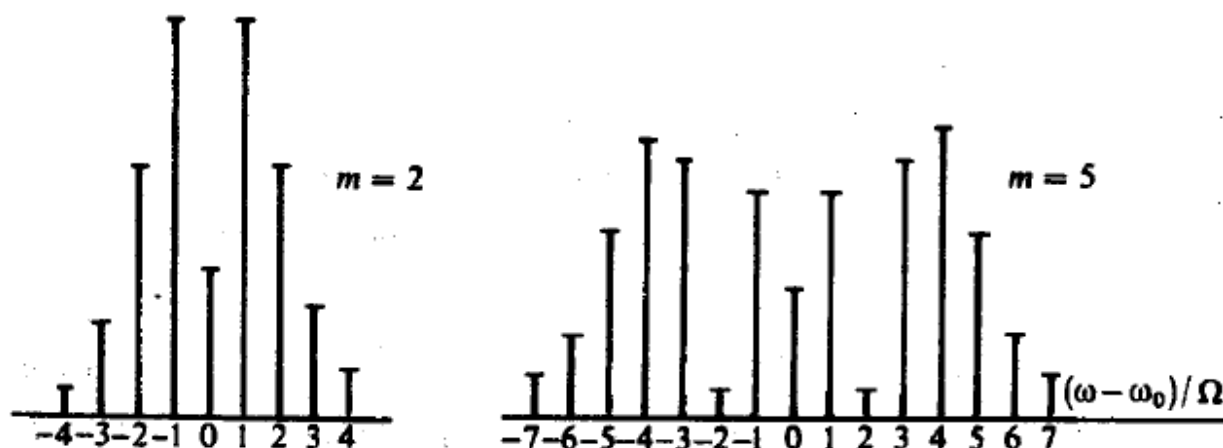
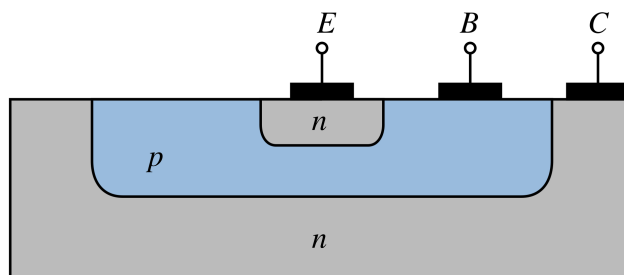


Рис. 4.8. Спектральные диаграммы сигнала с угловой модуляцией при двух значениях индекса m (амплитуды представлены в относительном масштабе)

Обоснованность ФМ-сигнала установлена.

3 О транзисторе и варикапе

Биполярный транзистор состоит из трёх полупроводниковых слоёв с чередующимся типом проводимости (примесная проводимость полупроводников — электрическая проводимость, обусловленная наличием в полупроводнике донорных или акцепторных примесей): эмиттера (обозначается «Э»), базы («Б») и коллектора («К»). В зависимости от порядка чередования слоёв различают п-р-п (эмиттер — п-полупроводник, база — р-полупроводник, коллектор — п-полупроводник) и р-п-р транзисторы. К каждому из слоёв подключены проводящие контакты. Прежде, чем рассматривать физику работы транзистора, обрисуем общую задачу. Она заключается в следующем: между эмиттером и коллектором течет сильный ток (ток коллектора), а между эмиттером и базой — слабый управляющий ток (ток базы). Ток коллектора будет меняться в зависимости от изменения тока базы. Почему? Рассмотрим р-п переходы транзистора. Их два: эмиттер-база (ЭБ) и база-коллектор (БК). В активном режиме работы транзистора первый из них подключается с прямым, а второй — с обратным смещениями. Что же при этом происходит на р-п переходах? Для большей определенности будем рассматривать п-р-п транзистор.



Поскольку переход ЭБ открыт, то электроны легко «перебегают» в базу. Там они частично рекомбинируют с дырками, но большая их часть из-за малой толщины базы и ее слабой легированности успевает добежать до перехода база-коллектор. Который включен с обратным смещением. А поскольку в базе электроны — неосновные носители заряда, то электрическое поле перехода помогает им преодолеть его. Таким образом, ток коллектора получается лишь немного меньше тока эмиттера. Если увеличить ток базы, то переход ЭБ откроется сильнее, и между эмиттером и коллектором сможет проскочить больше электронов. А поскольку ток коллектора изначально больше тока базы, то это изменение будет весьма и весьма заметно. Таким образом, произойдет усиление слабого сигнала, поступившего на базу. Еще раз: сильное изменение тока коллектора является пропорциональным отражением слабого изменения тока базы. Рассмотренный выше вариант представляет собой нормальный активный режим работы транзистора. Однако, есть еще несколько комбинаций открытости/закрытости p-n переходов, каждая из которых представляет отдельный режим работы транзистора.

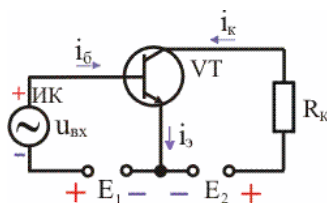
1. Инверсный активный режим. Здесь открыт переход БК, а ЭБ наоборот закрыт. Усилительные свойства в этом режиме, естественно, хуже некуда, поэтому транзисторы в этом режиме используются очень редко.
2. Режим насыщения. Оба перехода открыты. Соответственно, основные носители заряда коллектора и эмиттера «бегут» в базу, где активно рекомбинируют с ее основными носителями. Из-за возникающей избыточности носителей заряда сопротивление базы и p-n переходов уменьшается. Поэтому цепь, содержащую транзистор в режиме насыщения можно считать короткозамкнутой, а сам этот радиоэлемент представлять в виде эквипотенциальной точки.
3. Режим отсечки. Оба перехода транзистора закрыты, т.е. ток основных носителей заряда между эмиттером и коллектором прекращается. Потоки неосновных носителей заряда создают только малые и неуправляемые тепловые токи переходов. Из-за бедности базы и переходов носителями зарядов, их сопротивление сильно возрастает. Поэтому часто считают, что транзистор, работающий в режиме отсечки, представляет собой разрыв цепи.
4. Барьерный режим В этом режиме база напрямую или через малое сопротивление замкнута с коллектором. Также в коллекторную или эмиттерную цепь включают резистор, который задает ток через транзистор. Таким образом получается эквивалент схемы диода с последовательно включенным сопротивлением. Этот режим очень полезный, так как позволяет схеме работать практически на любой частоте, в большом диапазоне температур и нетребователен к параметрам транзисторов.

3.1 Об усилительных каскадах

Существует три типа, усилительных каскадов на транзисторе:

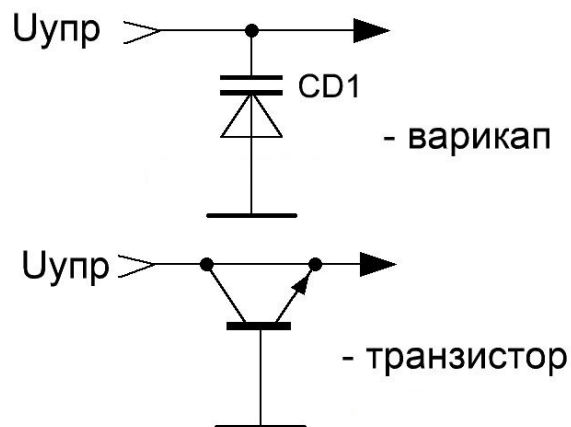
1. Усилитель в эмиттерном повторителе (Общий эмиттер):

В этой конфигурации транзистор работает в режиме эмиттера. Она обеспечивает высокий входной импеданс и низкий выходной импеданс, что делает ее идеальной для согласования сигналов. Основные характеристики: Коэффициент усиления по напряжению близок к 1. Выходное напряжение следует за входным, что позволяет использовать его как буфер. Используется для изоляции каскадов и для повышения входного импеданса.

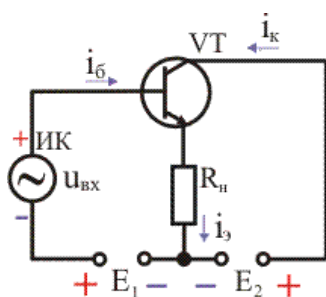


2. Усилитель с общим коллектором (Общий коллектор):

Это аналог эмиттерного повторителя, где эмиттер является выводом, через который подключается

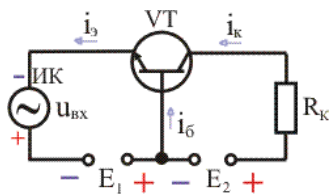


нагрузка. Основные характеристики: Входной импеданс высокий, выходной — низкий. Усиление по напряжению также близко к 1. Применяется для согласования с высокоимпедансными источниками.



3. Усилитель с общим базом (Общая база):

В этой конфигурации базовый вывод является общим для входного и выходного сигналов. Основные характеристики: Низкий входной импеданс и высокий выходной импеданс. Устойчивое усиление по напряжению, но с инверсией фазы. Применяется в высокочастотных схемах и для работы с дифференциальными сигналами.



3.2 Об варикапах

Варикап (иногда его называют «варактор») представляет собой разновидность полупроводниковых диодов. Транзистор, как и любой другой элемент с р и n областями обладает свойством варикапа, поэтому можно и заменить его в схеме.

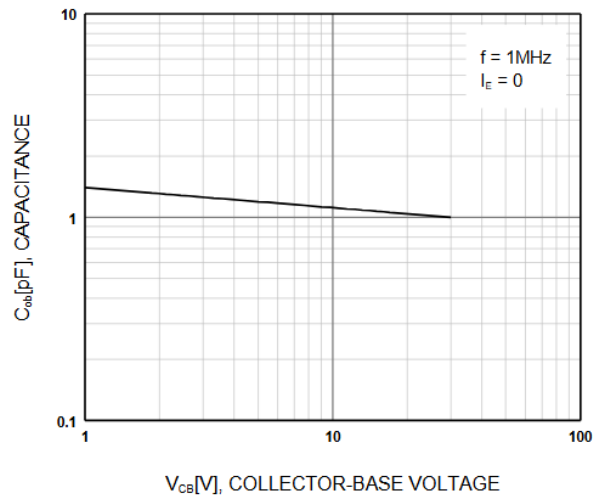
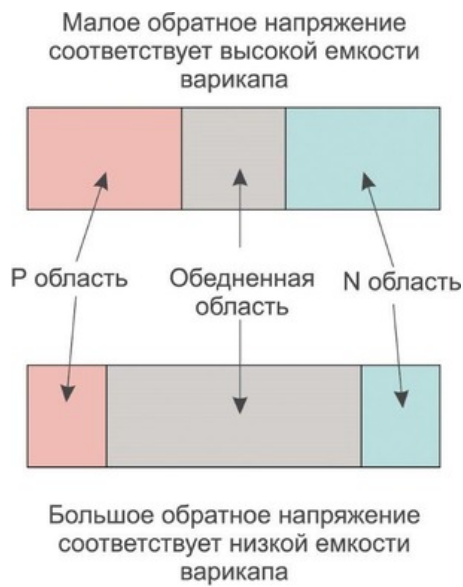


Figure 4. Output Capacitance

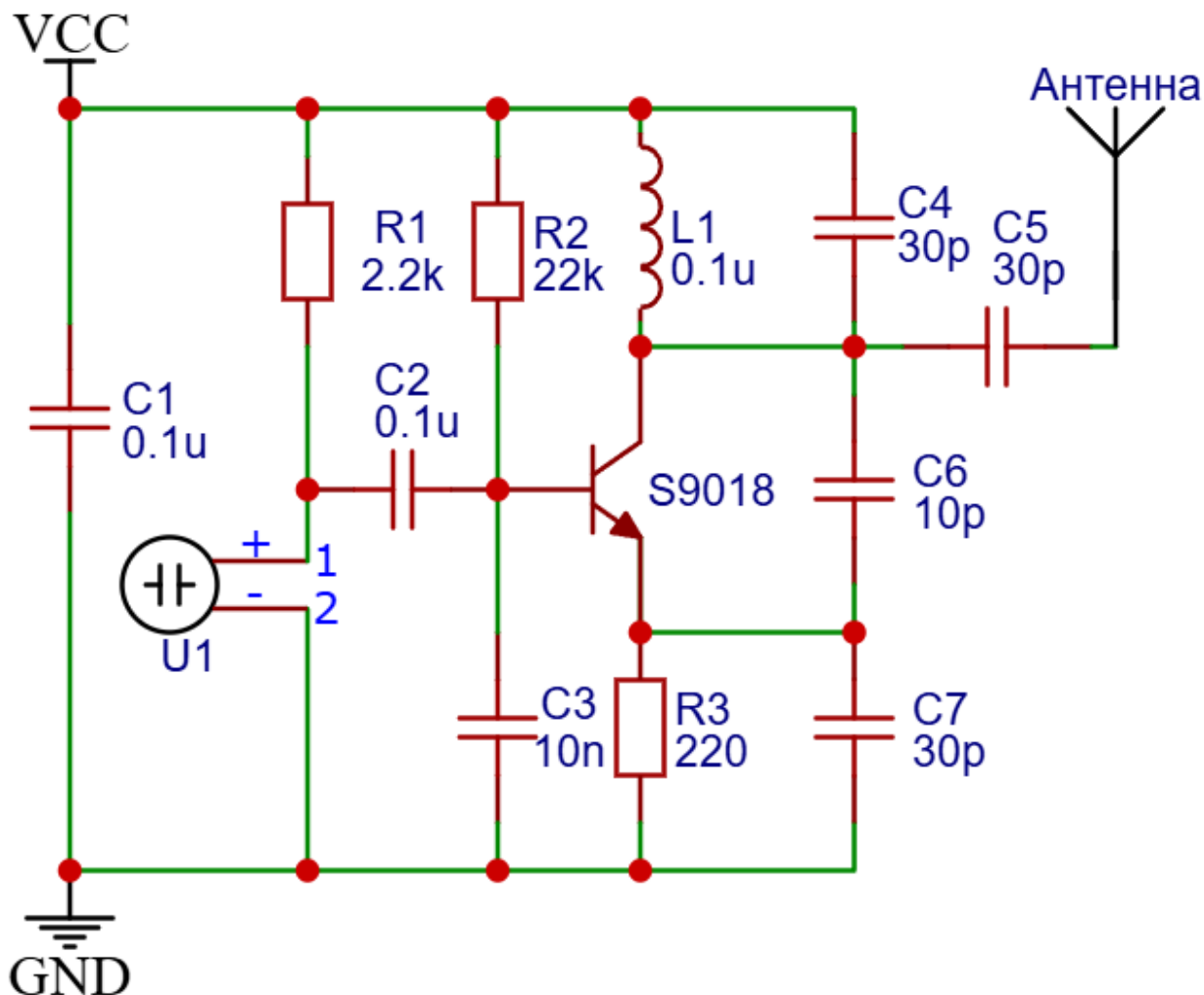
Рис. 1: График емкости C9018 из документации



На этом и будет основана FM-модуляция сигнала в передатчике. То есть добавляя в колебательный контур антенны элемент, который будет менять резонансную частоту контура в зависимости от входного сигнала как раз и обеспечит частотную модуляцию, актуальность которой была обозначена ранее.

4 К схеме

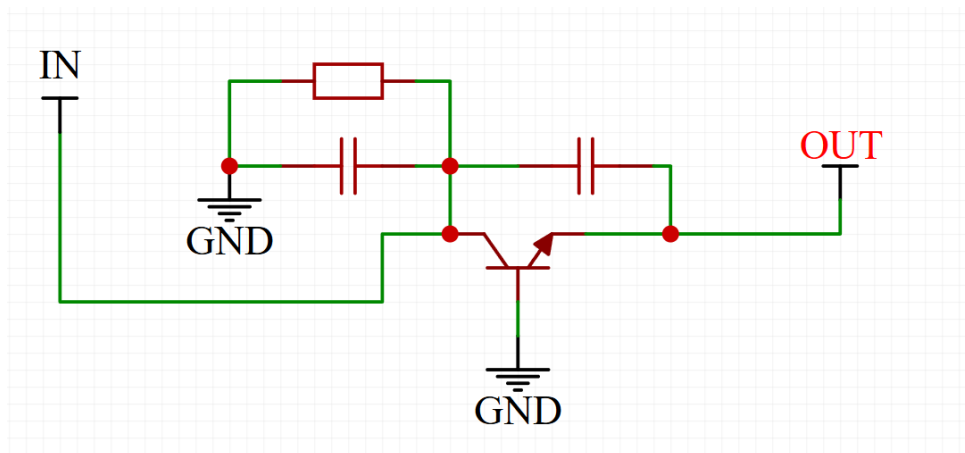
Наконец все же рассмотрим схему приемника:



4.1 Генератор Колпица

Он же емкостная трехточка. Что такое генератор? Генератор это усилитель, охваченный положительной обратной связью. И в современных генераторах эта связь, очевидно электрическая.

Самый распространенный генератор Колпица, он представляет собой схему выполненную по схеме с общей базой на транзисторе.



Вводится положительная обратная связь с выхода через цепочку конденсаторов. Если их емкость одинакова фазовый сдвиг 45 градусов, а если еще сопротивление гридлика(ток утечки), то примерно получается 60 градусов фазовый сдвиг. Коэффициент усиления по напряжению равен коэффициенту передачи самого усилительного прибора.

Нагрузка подключается к коллектору. Колебательный контур C4-C6. C6 - конденсатор обратной связи.

C7 - его делитель, вместе с тем этот конденсатор внизу нужен для того чтобы не было отрицательной обратной связи по току, по переменной составляющей, то есть чтобы генерацию давал, но не оказывал влияние на отрицательную обратную связь по току, то есть не мешал работать.

Соединяем базу с землей через C3 по высокой частоте опять. За счет этого конденсатора транзисторная база не соединяется с эмиттером, то есть если бы конденсатора не было, транзистор наглухо закрылся бы и при подачи питания, схема бы не работала.

Резистор R2 на 22кОм выводит транзистор из режима отсечки в нелинейную зону, а затем в линейную R3 нужен для того, чтобы не было отрицательной обратной связи по переменной составляющей.

Список использованной литературы

Список литературы

- [1] Баскаков, Святослав Иванович. *Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов по специальности "Радиотехника"*. — Изд. 3-е.
- [2] Ю.И.Грибанов. *Радиолюбительские конструкции*. — Изд. 1-е.