

М. И. Бочаров

ФОРМИРОВАНИЕ РАДИОСИГНАЛОВ

Часть 1

АНАЛОГОВЫЕ ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ

Учебное пособие



Воронеж 2010

ГОУ ВПО “Воронежский государственный
технический университет ”

М. И. Бочаров

ФОРМИРОВАНИЕ РАДИОСИГНАЛОВ

Часть 1

АНАЛОГОВЫЕ ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ

Утверждено Редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

Воронеж 2010

УДК 621.396.61 (075.8)

Бочаров М.И. Формирование радиосигналов. Часть 1. Аналоговые виды модуляции: учеб. пособие /М.И. Бочаров. Воронеж: ГОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет», 2010. 117 с.

В учебном пособии рассматриваются основы теории формирования радиосигналов с аналоговыми видами модуляциями: амплитудной, однополосной, угловой и импульсной модуляцией. Приводятся и типовые (базовые) структурные и принципиальные схемы модуляторов, выполненных как на аналоговой, так и на цифровой элементной базе.

Издание соответствует требованиям государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования по направлению 210300 «Радиотехника» специальности 210302 «Радиотехника», дисциплине «Устройства генерирования и формирования радиосигналов». Предназначено для студентов всех форм обучения и может быть использовано при курсовом и дипломном проектировании.

Учебное пособие подготовлено в текстовом редакторе MS Word XP и содержится в файле «Аналог.мод.rar»

Табл. 2. Ил. 39. Библиогр. 15 назв.

Научный редактор д-р техн. наук, проф. А.Г.Остапенко

Рецензенты: закрытое акционерное общество «ИРКОС»

(директор по научной работе, канд. техн. наук,
доц. В.А.Козьмин);

канд. техн. наук, доц. А.В.Останков

© Бочаров М.И., 2010

© Оформление. ГОУВПО

«Воронежский государственный
технический университет», 2010

ВВЕДЕНИЕ

При изучении дисциплины «Устройства генерирования и формирования сигналов» необходимо усвоить основы теории формирования радиосигналов с различными видами модуляции: аналоговыми, импульсными, дискретными и цифровыми, а так же схемотехнические основы их реализации.

Основными аналоговыми видами модуляции являются: амплитудная, однополосная и угловая, основы теории и схемной реализации которых изложены в /1-4/. Однако, особенности этих видов модуляции и возможности их применения, а также основы схемотехнического построения, в том числе на цифровой элементной базе, в учебной литературе отражены недостаточно. Ввиду широкого применения этих видов модуляции в современных системах связи возникает необходимость более глубокого изучения. В учебном пособии ставится задача частично компенсировать этот пробел.

В первой части пособия рассматриваются аналоговые виды модуляции: основные соотношения и характеристики, сравнительная оценка, возможности практического использования. Приводятся базовые схемы аналоговых модуляторов, описывается принцип их работы. Рассматриваются основы формирования радиосигналов цифровыми методами.

Содержание учебного пособия базируется на обще-профессиональных дисциплинах «Основы теории цепей», «Радиотехнические цепи и сигналы», «Схемотехника аналоговых электронных устройств», «Цифровые устройства и микропроцессоры».

1. ОБОБЩЁННАЯ СПЕКТРАЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИГНАЛОВ

Сущность большинства задач анализа реальных сигналов заключается в том, чтобы эти сигналы представить в виде совокупности простых элементарных сигналов, удобных для последующего анализа. Например, реальный сигнал на интервале времени, равному периоду, может быть представлен в виде бесконечной суммы ортогональных составляющих (элементарных сигналов)

$$S(t) = \sum_{K=0}^{\infty} a_K \varphi_K(t) \quad (1.1)$$

бесчисленным количеством способов, где a_K - некоторые коэффициенты; $\varphi_K(t)$ - набор выбранных известных функций, например, $\cos x$ и $\sin x$ при разложении в ряд Фурье. Набор чисел a_K для инженерных приложений известен и конечен, и такой набор чисел называется спектром сигнала.

Для детерминированных сигналов наибольшее распространение получили методы спектрального анализа, использующие преобразования Фурье. В этих методах в роли $\varphi_K(t)$ выступают гармонические функции, а роль коэффициентов a_K играют амплитуды гармоник /5,6/.

Для случайных сигналов наибольшее распространение получили корреляционные и спектральные методы, основанные на преобразовании Виннера – Хинчина. При разложении случайных процессов коэффициенты a_K являются случайными величинами.

Задачи синтеза сигналов могут быть двух типов: структурного синтеза сигналов (задачи определения формы сигналов) и задачи параметрического синтеза (задачи определения параметров сигналов известной формы). Если в процессе синтеза необходимо обеспечить экстремум той или иной функции, которая характеризует качество синтеза, то синтез называется оптимальным в некотором смысле. В общем

случае задачи синтеза носят специфический характер и в данном пособии не рассматриваются. Задачи же анализа имеют более широкое применение и поэтому последующее рассмотрение связано с элементами обобщенной спектральной теории сигналов.

Обобщённой спектральной теорией сигналов называется совокупность методов представления сигналов в виде (1.1).

Представление (1.1) называется разложением сигнала по системе базисных функций. К системе базисных функций предъявляются следующие основные требования:

для любого сигнала ряд (1.1) должен быть сходящимся;

функции $\varphi_k(t)$ должны иметь простую аналитическую форму записи;

коэффициенты a_k должны вычисляться относительно просто.

Этим трем условиям удовлетворяют ортогональные функции.

1.1. Ортогональные функции

Условием ортогональности функций является следующие соотношения

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_{t_1}^{t_2} \varphi_i(t) \varphi_k(t) dt = 0, \quad i \neq k; \\ \int_{t_1}^{t_2} \varphi_i^2(t) dt = b_k, \quad i = k. \end{array} \right. \quad (1.2)$$

где b_k – норма базиса функций $\varphi_k(t)$.

Пусть в качестве базисных функций выбираются гармонические функции. Очевидно, что они определены на периоде $[0, T]$ при их рассмотрении на временной оси, или они определены на отрезке $[0, 2\pi]$, если их рассматривать в фазовых координатах. Для проверки выполнения условий

ортогональности гармонические функций рассмотрим три пары функций: $\sin\omega t$ и $\cos\omega t$; $\sin\omega t$ и $\sin 2\omega t$; $\sin\omega t$ и $\sin\omega t$.

Для первого случая получим

$$\int_{-T/2}^{T/2} \sin \omega t \cdot \cos \omega t \, dt = 0. \quad (1.3)$$

Для второго случая

$$\int_{-T/2}^{T/2} \sin \omega t \cdot \sin 2\omega t \, dt = 0. \quad (1.4)$$

Если взять любые другие сочетания гармоник, т.е. $\sin 5\omega t$ и $\cos 3\omega t$, $\sin 4\omega t$ и $\cos 7\omega t$ и т.д. результат будет получаться аналогичным.

Для третьего случая получим

$$\int_{-T/2}^{T/2} \sin^2 \omega t \, dt = \frac{T}{2}. \quad (1.5)$$

Аналогично
$$\int_{-T/2}^{T/2} \cos^2 \omega t \, dt = \frac{T}{2}.$$

Отсюда следует, что норма гармонических функций равна T .

Каждую базисную функцию можно пронормировать по её норме, тогда нормированная базисная функция будет иметь вид

$$\psi_K(t) = \varphi_K(t) / \sqrt{b_K}. \quad (1.6)$$

Новая система нормированных базисных функций $\psi_k(t)$ удовлетворяет не только условию ортогональности, но и условию нормировки, т.е.

$$\int_{t_1}^{t_2} \psi_i(t) \psi_k(t) dt = \delta_{ik}, \quad (1.7)$$

где

$$\delta_{ik} = \begin{cases} 0, & i \neq k \\ 1 & i = k \end{cases}, \quad (1.8)$$

называется символом Кронекера.

Система функций $\psi_k(t)$ является ортонормированной системой.

1.2. Определение коэффициентов при базисных функциях

Определим коэффициенты a_k при разложении сигнала по системе ортогональных функций $\varphi_k(t)$.

Пусть $S(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k \varphi_k(t)$. Умножив обе части уравнения на $\varphi_i(t)$ и проинтегрировав обе части, на отрезке $[0, T]$ получим

$$\int_0^T S(t) \varphi_i(t) dt = \sum_{k=0}^{\infty} a_k \int_0^T \varphi_k(t) \varphi_i(t) dt. \quad (1.9)$$

Из условий ортогональности следует, что в первой части полученного уравнения все интегралы при $i \neq k$ обращаются в ноль, а при $i = k$ интеграл равен норме b_k , поэтому

$$\int_0^T S(t) \varphi_k(t) dt = a_k \cdot b_k, \quad (1.10)$$

или

$$a_K = \frac{1}{b_K} \int_0^T S(t) \varphi_K(t) dt. \quad (1.11)$$

Если сигнал $S(t)$ представить через ортонормированные функции $\psi_K(t)$ в виде

$$S(t) = \sum_{K=0}^{\infty} a_K \psi_K(t), \quad (1.12)$$

и повторить приведенные выше преобразования, получим

$$a_K = \int_0^T S(t) \varphi_K(t) dt. \quad (1.13)$$

Коэффициенты a_K представляют собой эффективные значения составляющих спектра. Поэтому средняя мощность сигнала, выделяемая на сопротивлении 1 Ом, определяется следующим образом

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T S^2(t) dt = \frac{1}{T} \sum_{K=0}^{\infty} a_K^2. \quad (1.14)$$

Здесь записано равенство Парсеваля, из которого следует, что мощность сигнала равна сумме мощностей всех составляющих его спектра.

В качестве базисных используются системы ортогональных функций Бесселя, Хаара, Уолша, системы ортогональных полиномов Лежандра, Чебышева, Эрмита, Лаггера.

1.3. Ортогональное разложение для непрерывных сигналов с ограниченным спектром

Существует специальный вид ортогонального разложения сигналов, который позволяет представить непрерывные сигналы в виде импульсных

последовательностей. Теоретической основой такого разложения служит теорема отсчетов, которая гласит: любая непрерывная функция $S(t)$, не содержащая частот выше F , полностью определяется последовательностью своих значений в моменты времени, отстоящие друг от друга на интервале $\Delta t = \frac{1}{2F}$. Общее число отсчетов n для сигнала длительностью T будет равно

$$n = T/\Delta t = 2FT. \quad (1.15)$$

Ортогональность разложения для сигнала $S(t)$, спектр которого лежит в интервале $[0, T]$, имеет вид

$$S(t) = \sum_{K=-\infty}^{\infty} S(k\Delta t) \frac{\sin 2\pi F(t - k\Delta t)}{2\pi F(t - k\Delta t)}, \quad (1.16)$$

где $S(k\Delta t) = S_k$ – отсчеты сигнала в моменты времени t_k ;

$$\left\{ \frac{\sin 2\pi F(t - k\Delta t)}{2\pi F(t - k\Delta t)} \right\} \quad (1.17)$$

- базисная система ортогональных функций.

Можно показать, что для приведенной базисной системы функций выполняется соотношение

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin 2\pi F(t - k\Delta t)}{2\pi F(t - k\Delta t)} \cdot \frac{\sin 2\pi F(t - i\Delta t)}{2\pi F(t - i\Delta t)} dt = 0, \quad (1.18)$$

если $i \neq k$.

При условии, что $i = k$, получим

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^2 2\pi F(t - k\Delta t)}{(2\pi F)^2 (t - k\Delta t)^2} dt = \frac{1}{2F}. \quad (1.19)$$

Следовательно, интервал дискретизации Δt равен норме базисных функций.

Сами функции

$$\text{sinc } x = \sin x/x, \quad (1.20)$$

где $x = 2\pi F(t - k\Delta t)$ называются функциями отсчёта, а значения S_k – отсчётами.

Вид функции *sinc* x приведен на рис.1.1.

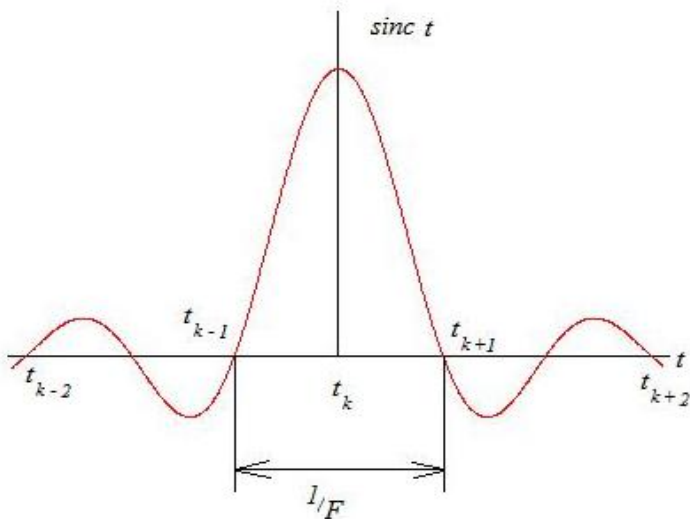


Рис. 1.1. Временная диаграмма функции *sinc* t

Из равенства Парсеваля следует, что энергия непрерывного сигнала с ограниченным спектром определяется через отсчёты, т.е.

$$\mathcal{E} = \int_{-\infty}^{\infty} \delta^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{K=-\infty}^{\infty} S_K^2 \frac{\sin^2 2\pi F(t - k\Delta t)}{(2\pi F)^2 (t - k\Delta t)^2} = \frac{1}{2F} \cdot \sum_{K=-\infty}^{\infty} S_K^2. \quad (1.21)$$

Теорема отсчетов имеет большое значение в связи с широким развитием цифровых и дискретных линий передачи информации, когда возникает потребность какие-либо непрерывные процессы представить в дискретной (цифровой) форме. Физический смысл теоремы отсчетов заключается в следующем. Если необходимо некоторый непрерывный процесс представить на передающей стороне в дискретной форме, а потом восстановить его первоначальный вид на приемной стороне по полученным дискретным отсчетам, то наиболее полное соответствие получается в том случае, если отсчеты берутся через интервал времени $\Delta t = 1/(2F)$, где F , наивысшая частота передаваемого непрерывного сигнала. Если между отсчетами уменьшить интервал по сравнению со значением $\Delta t = 1/(2F)$, то это допустимо, но нецелесообразно, так как с точки зрения восстановления непрерывного сигнала на приемной стороне точность восстановления не увеличивается. Увеличивать же интервал отсчетов больше значения $\Delta t = 1/(2F)$ недопустимо, так как восстановленный непрерывный сигнал в этом случае не будет соответствовать исходному.

1.4. Основы обобщённой спектральной теории сигналов

Пусть в качестве сигнала задан полувольтный косинусоидальный импульс, показанный на рис. 1.2.

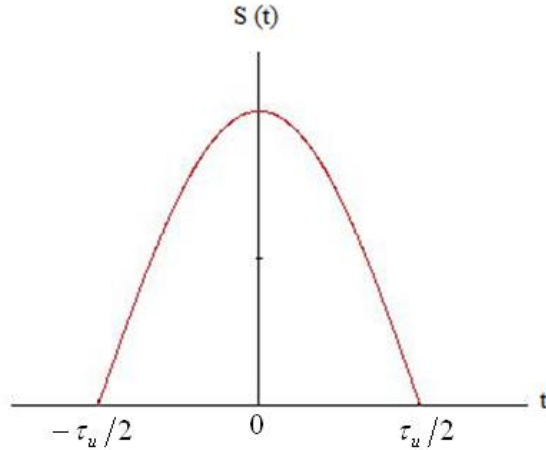


Рис. 1.2. Полуволновой косинусоидальный импульс

Аналитическая запись для такого импульса будет следующей:

$$S(t) = \cos(\pi t / \tau_u), \quad -\tau_u/2 < t < \tau_u/2. \quad (1.22)$$

С целью удобства рассмотрения проведем замену переменной по формуле $t = \frac{\tau_u}{2} x$, тогда

$$S(t) = S\left(\frac{\tau_u}{2} x\right) = \cos\left(\frac{\pi}{2} x\right), \quad (1.23)$$

при $-1 < x < 1$.

Определим спектр для выбранного сигнала. Для этого, в соответствии с (1.1), выбираем систему базисных функций $\varphi_k(t)$ и определяем коэффициенты a_k . В качестве базисных выбираем гармонические функции, т.е. проводим разложение в ряд Фурье с периодом $T = \tau_u$ или после замены переменной с

периодом $T = 2$. Так как функция $S\left(\frac{\tau_u}{2}x\right)$ является четной, то останутся только косинусные члены, т.е.

$$S\left(\frac{\tau_u}{2}x\right) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\pi x), \quad \text{при } -1 < x < 1. \quad (1.24)$$

Соответственно коэффициенты a_n будут определяться для общего случая в виде

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) \cos n\omega t \, dt. \quad (1.25)$$

Находим коэффициенты a_0

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_{-1}^1 \cos\left(\frac{\pi}{2}x\right) \cdot 1 \cdot dx = 2/\pi. \quad (1.26)$$

Находим общий вид коэффициентов a_n для данного случая. В результате получаем

$$a_n = \frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{2n-1} \sin\left(n - \frac{1}{2}\right)\pi + \frac{1}{2n+1} \sin\left(n + \frac{1}{2}\right)\pi \right]. \quad (1.27)$$

Отсюда легко находим первые четыре значения a_n :

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{2}{3}; \quad a_2 = -\frac{2}{\pi} \cdot \frac{2}{15}; \quad a_3 = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{2}{35}; \quad a_4 = -\frac{2}{\pi} \cdot \frac{2}{63}.$$

Необходимо ответить, что заданный сигнал (1.23) может быть разложен по любой другой базисной функции.

2. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СИГНАЛОВ

Математических моделей сигналов существует достаточно много. Поэтому рассмотрим некоторые из них, которые широко применяются на практике.

2.1. Узкополосные сигналы

Процесс называют узкополосным, если $\Delta\omega/\omega_0 \ll 1$, при чем ширина спектра процесса определяется соотношением

$$\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1, \quad (2.1)$$

где ω_2 и ω_1 - верхняя и нижняя частоты процесса соответственно. При этом средняя частота ω_0 определяется как

$$\omega_0 = (\omega_1 + \omega_2) / 2. \quad (2.2)$$

Реализацию узкополосных процессов можно наблюдать на выходе схем, работающих на высоких и промежуточных частотах. На экране осциллографа реализация узкополосного процесса имеет вид синусоиды с медленно меняющейся амплитудой и частотой (рис. 2.1.) Используют две основные формы представления узкополосных процессов в виде модулированных колебаний

$$S(t) = A \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (2.3)$$

где $A(t)$ – огибающая процесса; $\varphi(t)$ - фаза процесса, а так же в виде суммы двух амплитудно-модулированных колебаний

$$S(t) = a(t) \cos \omega_0 t + b(t) \sin \omega_0 t, \quad (2.4)$$

где $a(t) = A(t) \cos \varphi(t)$; $b(t) = A(t) \sin \varphi(t)$; $A(t) = \sqrt{a^2(t) + b^2(t)}$;
 $\varphi(t) = \arctg[b(t)/a(t)]$.

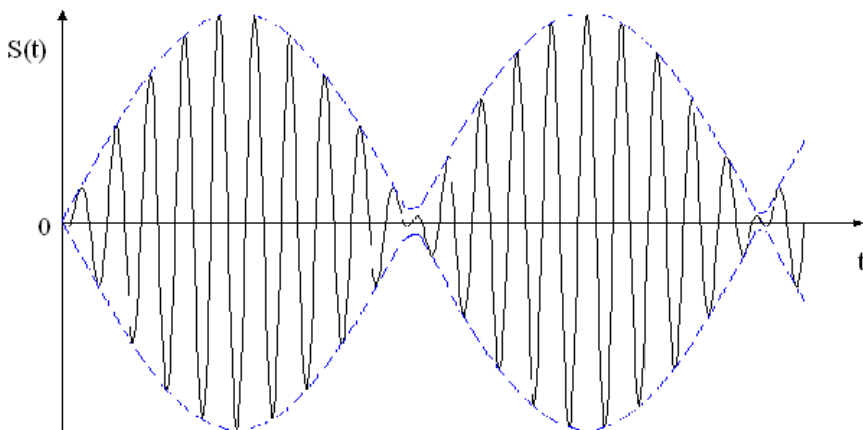


Рис. 2.1. Временная диаграмма узкополосного процесса

Очевидно, что представление (2.3) соответствует выбору полярной системы координат, а представление (2.4) – декартовой (прямоугольной) системе координат. Второе представление можно рассматривать как частичный случай ортогонального разложения (используется лишь одна гармоника). Составляющую $a(t)$ называют синфазной, а $b(t)$ -квadrатурной. Поэтому возник термин «процессы $a(t)$ и $b(t)$ состоят в квадратуре». Во всех моделях предлагается, что функции $a(t)$, $b(t)$, $A(t)$, $\varphi(t)$ являются медленно меняющимися по отношению к гармоническому колебанию с частотой ω_0 .

2.2. Аналитические сигналы

Введенные при рассмотрении узкополосных сигналов функции $a(t)$ и $b(t)$ можно рассматривать как ортогональные составляющие комплексной огибающей

$$\hat{S}(t) = a(t) + jb(t) = A(t)e^{j\varphi(t)}, \quad (2.5)$$

где j – мнимая единица.

В более общем случае можно рассматривать узкополосный процесс $S(t)$ как вещественную часть комплексной функции /5/

$$\dot{S}(t) = S(t) + jS^*(t) = A(t) \exp \{j[\varphi(t) + \omega_0 t]\}, \quad (2.6)$$

где $S(t) = \text{Re}[\dot{S}(t)] = A(t) \cos[\varphi(t) + \omega_0 t]$, $S^*(t) = \text{Im}[\dot{S}(t)] = A(t) \sin[\varphi(t) + \omega_0 t]$.

Знак "*" показывает комплексно-сопряженную величину. $\text{Re}[x]$, $\text{Im}[x]$ означают действительную и мнимую части комплексной величины соответственно.

Комплексная форма записи узкополосного процесса является обобщённой символической записью синусоидальных колебаний, в которой A и φ рассматриваются не как постоянные величины, а как функции времени.

Если $S(t)$ и $S^*(t)$ составляют пару преобразований Гильберта, т.е. подчиняются соотношениям

$$S^*(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S(\tau)}{t - \tau} d\tau; \quad (2.7)$$

$$S(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S^*(\tau)}{t - \tau} d\tau; \quad (2.8)$$

то сигнал $\dot{S}(t)$ называют аналитическим.

Если сигнал $S(t)$ имеет непрерывный спектр следующего вида

$$\Omega(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{j\omega t} dt, \quad (2.9)$$

тогда спектр сопряженной функции $S^*(t)$ будет

$$\Omega^*(j\omega) = [-j \text{sign}(\omega) \Omega(j\omega)], \quad (2.10)$$

где $sign \omega$ – есть знаковая функция, которая определяется в виде

$$sign \omega = \begin{cases} 1 & \omega > 0, \\ 0 & \omega = 0, \\ -1 & \omega < 0. \end{cases} \quad (2.11)$$

Поэтому прямое преобразование Гильберта можно рассматривать как результат прохождения $S(t)$ через линейный четырехполосник, сдвигающий фазу всех составляющих спектра на угол $\pi/2$. Комплексная частотная характеристика такого четырехполосника будет следующей

$$H(j\omega) = -j sign \omega. \quad (2.12)$$

Спектр аналитического сигнала $\dot{S}(t)$ запишется в следующем виде

$$\Omega_s(j\omega) = \begin{cases} 2\Omega(j\omega) & \text{при } \omega > 0, \\ \Omega(0) & \text{при } \omega = 0, \\ 0 & \text{при } \omega < 0. \end{cases} \quad (2.13)$$

Следовательно, спектр аналитического сигнала является односторонним и осуществляется только в области положительных частот.

Аналитические сигналы называются ортогональными в узком смысле, если выполняется условие

$$\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \dot{S}_i(t) \cdot \dot{S}_j^*(t) dt = 0, \quad i \neq j. \quad (2.14)$$

Это условие равносильно совместному выполнению двух равенств

$$\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S_i(t) \cdot S_j^*(t) dt = 0 \quad , \text{ при } i \neq j; \quad (2.15)$$

$$\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S_i(t) \cdot S_j^*(t) dt = 0 \quad , \text{ при } i \neq j. \quad (2.16)$$

Аналитические сигналы широко используются для различных представлений модулированных сигналов, в частности, для представления сигналов, которые в результате модуляции обладают односторонним спектром (однополосно-модулированные сигналы).

2.3. Помеховые воздействия

По воздействию помех на полезный передаваемый сигнал различают помехи двух видов: мультипликативные и аддитивные. Мультипликативные помехи обусловлены изменениями коэффициента передачи канала $A_k(t)$ из-за изменения характеристик среды, в которой распространяются сигналы: коэффициентов усиления схем $K_y(t)$ при изменении питающих напряжений в схемах, из-за замираний сигнала в результате интерференции и многолучевости распространения радиоволн. Аддитивные помехи обусловлены различными флуктуационными процессами (промышленные помехи, атмосферные шумы, помехи от метеообразований, тепловые шумы и т.д.). Аддитивные помехи могут быть сосредоточенными в полосе частот, тогда они называются узкополосными помехами. В этом случае $\Delta F_n / \Delta F_c \ll 1$, где ΔF_n , ΔF_c -полосы частот, занимаемые помехой и сигналом соответственно. Они могут быть также сосредоточенными на

интервале времени, тогда они называются импульсными помехами, т.е. $\Delta T_n / \Delta T_c \ll 1$, где ΔT_n и ΔT_c - интервалы времени, в течение которых действуют помехи и сигнал соответственно.

Наиболее широко распространенной моделью аддитивной помехи является флуктуационный тепловой шум, занимающий очень широкую полосу частот (теоретически рассматривается бесконечная полоса частот). Средняя мощность теплового шума в полосе частот ΔF определяется с помощью выражения

$$P_u = 4kT \cdot \Delta F, \quad (2.17)$$

где $k=1.37 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура.

При $T=300$ К, $kT=4 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц, тогда при $\Delta F=6 \cdot 10^8$ Гц, $P_u \cong 10^{-11}$ Вт.

Математическими моделями сосредоточенных аддитивных помех являются узкополосные случайные процессы для сосредоточенных по спектру помех и случайные последовательности импульсов для помех, сосредоточенных во времени. Математической моделью флуктуационной аддитивной помехи является гауссовый белый шум

$$W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \cdot e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, \quad x \in (-\infty, \infty) \quad (2.18)$$

где σ^2 - дисперсия процесса.

По физическому смыслу аддитивная помеха суммируется с полезным сигналом (отсюда термин «аддитивное»), а мультипликативная помеха изменяет параметр полезного сигнала, т. е. перемножается с ним (отсюда термин «мультипликативная»).

Располагая моделями полезного сигнала и помех можно определить качество канала связи.

3. МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ

Для передачи информации средствами радиосвязи используются радиосигналы. Чтобы передать сообщение $S(t)$, несущее информацию, его следует преобразовать в электрическое колебание $u(t)$, которое содержит информацию о передаваемом сообщении и способно распространяться в среде, образуя канал связи.

Радиосигналы образуются в процессе модуляции. Модуляцией называется процесс изменения одного или нескольких параметров несущего радиочастотного колебания

$$u_n(t) = U_n \cdot \cos(\omega_n t + \varphi), \quad (3.1)$$

где U_n , ω_n и φ – амплитуда, частота и начальная фаза несущего синусоидального колебания, в соответствии с изменением одного или нескольких параметров модулирующего (управляющего) сигнала [7].

Простейшим модулирующим сигналом является колебание

$$u_m(t) = U_m \cdot (\cos \Omega_m t + \theta_m), \quad (3.2)$$

где U_m , Ω_m , θ_m – амплитуда, частота и начальная фаза.

В общем случае для передачи радиосигнала требуется определенная полоса частот, которая различна при различных способах модуляции. Например, при амплитудной модуляции полоса частот, занимаемая модулированным колебанием, только в два раза шире полосы частот модулирующего сигнала $S(t)$. Такие методы модуляции называют узкополосными. Методы модуляции, при которых полоса частот модулированного колебания существенно шире полосы частот сигнала $S(t)$, называют широкополосными.

От выбранного метода модуляции в значительной степени зависит такой показатель радиосистемы, как помехоустойчивость. Обычно оценку модуляции по этому показателю осуществляют по потенциальной помехоустойчивости. Например, для манипулированного колебания наибольшей потенциальной помехоустойчивостью обладает фазовая манипуляция, а наименьшей - амплитудная.

От метода модуляции и от способа ее осуществления зависят КПД генератора и степень использования активного элемента (АЭ) по мощности. В качестве АЭ обычно применяются транзисторы. Отсюда следует, что дальность передачи радиосигнала зависит от вида модуляции.

Важным показателем качества модуляции является точность воспроизведения передаваемого сигнала в радиоприемном устройстве, зависящая и от способа осуществления модуляции.

Таким образом, при сравнительной оценке различных методов и способов модуляции необходимо исходить из следующих показателей: помехоустойчивости, полосы занимаемых частот, необходимой для передачи сигнала, КПД модулируемого генератора, коэффициента использования по мощности АЭ генератора, требуемой скорости осуществления модуляции, уровня нелинейных искажений, массогабаритных характеристик.

В радиосвязи, как правило, модулирующий сигнал является колебанием сложной формы занимающим определённую полосу частот. Так в радиотелефонии по стандарту полоса модулирующих частот канала занимает полосу тональных (звуковых) частот 300...3400 Гц или 250...3000 Гц.

Если модулирующий сигнал $u_M(t)$ является непрерывным, то при изменении либо амплитуды U_H , либо мгновенной фазы $\psi = \omega_H t + \varphi$ высокочастотного колебания, получается два основных вида модуляции: амплитудная и

угловая. При этом последняя разделяется на частотную и фазовую. Модулированные высокочастотные колебания являются радиосигналом, т.е. носителем информации.

Амплитудная модуляция (АМ) в настоящее время имеет ограниченное применение из-за её низкой энергетической эффективности и помехозащищённости. Однако она используется для оценки эффективности различных видов модуляции.

Основным видом модуляции является угловая, в виду высокой её помехозащищённости. При этом используется как частотная, так и фазовая модуляция. Если управляющий сигнал является непрерывным, то непрерывно меняется и мгновенная фаза. Такая модуляция называется аналоговой.

В современной радиосвязи широко применяются и дискретные (телеграфные) виды модуляции, когда мгновенно изменяются амплитуда, частота и начальная фаза колебания (3.1).

Передача сообщений радиотелеграфом по сравнению с радиотелефонией обеспечивает значительно большую помехозащищённость особенно в условиях сильных помех, занимает значительно меньшую полосу частот.

В современной радиосвязи частотная манипуляция применяется в многоканальных системах радиоприёмной и космической связи малой ёмкости $B < 10$ Мбит/с, B – скорость передачи. Ограниченность её применения линиями малой ёмкости обусловлена расширением полосы частот радиоканала с ростом B и индекса модуляции.

В современных системах связи применяются различные модификации фазовой телеграфии (ФТ): относительная фазовая телеграфия (ОФТ), обеспечивающая наиболее простую схемную реализацию формирователя радиосигнала. Для сужения полосы радиосигнала применяется многоуровневая ОФТ. При числе уровней больше четырёх используется квадратурная амплитудная манипуляция (КАМ). Её преимущества – большая помехоустойчивость.

На основе фазоманипулированных сигналов развивается техника формирования шумоподобных сигналов, лежащих ниже уровня шумов.

Вид модуляции влияет на ширину полосы, занимаемой сигналом; качество передачи информации; количество передаваемой информации или скорость, чувствительность приемников и мощность передатчиков системы.

Классификация способов модуляции производится в зависимости от того, как и где осуществляется модуляция ВЧ колебаний в радиопередатчике. Различают две пары методов модуляции: внутреннюю и внешнюю, прямую и косвенную, которые охватывают все способы ее осуществления.

Метод внутренней модуляции связан с воздействием управляющего сигнала на внутренние процессы в генераторе, на механизм генерирования колебаний. Поэтому способы модуляции, при которых управляющие сигналы воздействуют непосредственно на генератор ВЧ колебаний, образуют группу, объединенную методом внутренней модуляции.

В методе внешней модуляции управление параметрами несущих колебаний производится вне генераторов ВЧ тракта передатчика, без воздействия на механизм генерирования колебаний. В зависимости от того, как осуществляется модуляция в радиопередатчиках, рассматривают прямой и косвенный методы модуляции. Способы модуляции, заключающиеся в непосредственном воздействии управляющего сигнала на модулируемый параметр несущего колебания, образуют группу, объединяемую прямым методом модуляции. При косвенной модуляции применяют различные вспомогательные преобразования управляющего сигнала или какую-либо предварительную модуляцию с последующим ее преобразованием в заданный вид модуляции.

4. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

При амплитудной модуляции происходит преобразование спектра с помощью нелинейных элементов (НЭ), либо с помощью линейных с переменными параметрами. В качестве НЭ в основном используются полупроводниковые транзисторы и диоды.

При модуляции несущей (3.1) колебанием синусоидальной формы

$$u_m = U_\Omega \cos \Omega t \quad (4.1)$$

уравнение амплитудно-модулированного колебания представляется в виде

$$u_n = U_n (1 + m \cos \Omega t) \cdot \cos \omega_n t, \quad (4.2)$$

где m – коэффициент модуляции.

На рис. 4.1 представлена диаграмма АМ колебания, определенная уравнением (4.2).

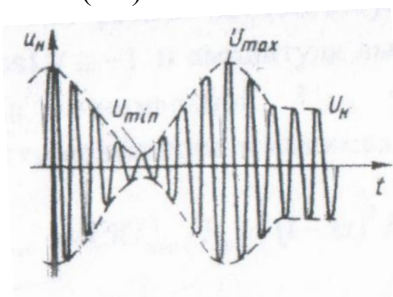


Рис. 4.1. Временная диаграмма АМ колебания

Из приведенной зависимости следует, что $m = (u_{\max} - u_{\min}) / (u_{\max} + u_{\min})$, $0 < m < 1$.

С помощью (4.2) уравнение АМ колебания

представляется в виде

$$u_n(t) = U_n \cos \omega_n t + \frac{mU_n}{2} [\cos(\omega_n - \Omega)t + \cos(\omega_n + \Omega)t]. \quad (4.3)$$

Спектр АМ колебания (4.3) представлен на рис. 4.2.

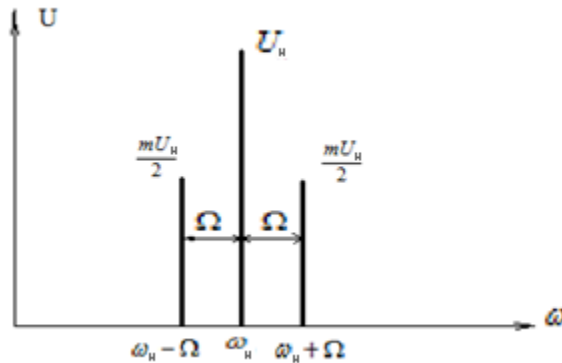


Рис 4.2 Спектр модулированного по амплитуде колебания

4.1. Энергетические соотношения при АМ

В случае АМ амплитуда ВЧ колебания медленно изменяется по закону

$$u_n = U_n (1 + m \cos \Omega t). \quad (4.4)$$

Соответственно изменяются условия работы НЭ, а следовательно, его выходная мощность, КПД и другие энергетические параметры. Различают следующие три режима работы амплитудных модуляторов.

Режим «молчания» или несущих колебаний, существует в паузе передаваемого сообщения, когда нет сигнала и $m=0$. Выходная мощность модулятора $P_n = 0,5 U_n^2 / R_n$, где R_n -

эквивалентное сопротивление нагрузки модулятора.

Максимальный режим соответствует промежутку времени, когда $\cos\Omega t \cong 1$ и максимум высокочастотных колебаний близок к величине: $U_{\max} = U_H(1+m)$. В этом случае мощность на выходе модулятора

$$P_{\max} = 0,5U_{\max}^2/R_H = (1+m)^2 P_H. \quad (4.5)$$

При максимальном коэффициенте модуляции ($m=1$) $P_{\max} = 4P_H$.

Минимальный режим соответствует промежутку времени, когда $\cos\Omega t \cong -1$ и минимуму высокочастотных колебаний $U_{\min} = U_H(1-m)$. Выходная мощность модулятора в минимальном режиме

$$P_{\min} = 0,5U_{\min}^2/R_H = (1-m)^2 P_H. \quad (4.6)$$

При $m=1$ $P_{\min}=0$.

Таким образом, при модуляции выходная мощность медленно меняется во времени: $P(t) = P_H(1+m\cos\Omega t)^2$. Средняя во времени мощность модулированного колебания

$$P_{cp} = \frac{1}{T_\Omega} \int_0^{T_\Omega} P(t) dt = P_H \left(1 + \frac{m_{cp}^2}{2} \right), \quad (4.7)$$

где $T_\Omega = 2\pi/\Omega$ - период модулирующего сигнала, зависит от значения m_{cp} .

4.2 Модуляционные характеристики

Качество модуляции можно оценить с использованием модуляционных характеристик. Различают статические и динамические характеристики /1-4/.

Статической модуляционной характеристикой (СМХ) называется зависимость амплитуды ВЧ колебаний на выходе модулятора от модулирующего фактора электрической величины, которая изменяется под действием низкочастотного сигнала например, E_n – напряжение питания, $E_{см}$ – напряжение смещения. Примеры зависимостей СМХ приведены на рис. 4.3.

При этом на рис. 4.3,а приведены примерные зависимости СМХ при изменении напряжения смещения $E_{см}$, а на рис. 4.3,б – аналогичная зависимость при изменении напряжения питания E_n , когда в качестве модулируемого параметра выбрана амплитуда выходного тока.

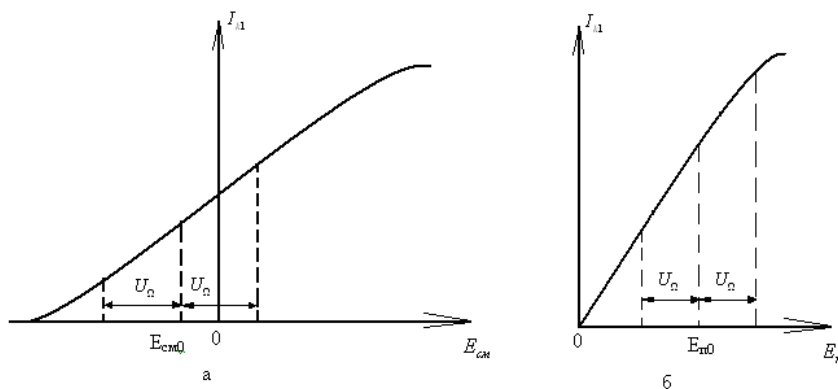


Рис. 4.3. Статические модуляционные характеристики

С использованием СМХ выбирают рабочую точку на характеристиках НЭ, чтобы получить максимальный коэффициент модуляции m при минимальных нелинейных искажениях.

Для уменьшения нелинейных искажений необходимо, чтобы $E_{см0}(t)$ и $E_{п0}(t)$ изменялись в пределах линейного участка характеристики, а начальные значения $E_{см0}$ и $E_{п0}$ выбираются в середине линейного участка.

Динамические модуляционные характеристики (ДМХ) бывают амплитудными (рис. 4.4,а) и частотными (рис. 4.4,б).

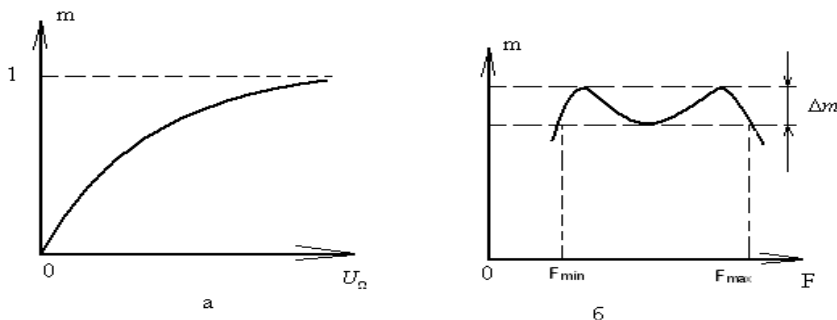


Рис. 4.4. Амплитудная (а) и частотная (б) динамические модуляционные характеристики

Амплитудная ДМХ – это зависимость коэффициента модуляции m от амплитуды модулирующего сигнала U_{Ω} , при $F = \Omega/(2\pi) = const$. Обычно F выбирается равной либо 800, либо 1000 Гц.

Динамической частотной модуляционной характеристикой называют зависимость коэффициента модуляции от частоты модулирующего сигнала F .

С помощью амплитудной ДМХ определяют амплитуду низкочастотного сигнала, необходимую для получения заданного коэффициента модуляции, при котором определяются нелинейные искажения в соответствии с требованиями ГОСТ.

По частотной ДМХ легко рассчитать параметр $\Delta m/m$ в заданной полосе $F_{\min} \dots F_{\max}$ и возникающие при этом частотные искажения.

4.3. Спектр АМ колебания при случайном модулирующем сигнале

Рассмотренный выше пример расчета спектра АМ при гармоническом модулирующем воздействии является чисто иллюстративным, так как в реальных радиосредствах такая простейшая АМ практически не используется. Очевидно, что наиболее общим случаем является модулирующий сигнал в виде некоторого случайного процесса. Это, например, относится к речевому сигналу, используемому в радиосвязи при работе в телефонном режиме.

Пусть модулирующий случайный процесс $\alpha(t)$ является стационарным при условии, что $\bar{\alpha}(t) = 0$, $\bar{\alpha}^2(t) = I$, где черта означает усреднение по времени. Следовательно, приведенные условия означают, что процесс $\alpha(t)$ обладает нулевым средним и единичной дисперсией.

При случайном модулирующем воздействии АМ сигнал можно записать в виде

$$S(t) = A_0 \left[1 + \frac{\sigma_A}{A_0} \alpha(t) \right] \cos \omega_n t, \quad (4.8)$$

где σ_A - среднеквадратическое отклонение амплитуды от ее среднего значения A_0 .

При этом АМ сигнал является нестационарным процессом, поскольку его средняя мощность

$$\bar{S}^2(t) = \frac{A_0}{2} \left[1 + \frac{\sigma_A}{A_0} \right] [1 + \cos 2\omega_n t] \quad (4.9)$$

зависит от времени. В выражении (4.9) прямая черта означает усреднение по совокупности реализаций.

В этой связи необходимо использовать понятие энергетического спектра $G(\omega)$ нестационарного случайного процесса, являющегося преобразованием Фурье от усредненной по времени корреляционной функции АМ сигнала, имеющей вид

$$\overline{B(t, \tau)} = \overline{s(t)s(t+\tau)} = \frac{A_0}{2} [1 + m^2 b_a(\tau)] \cdot [\cos \omega_n(2t_n + \tau) + \cos \omega_n t], \quad (4.10)$$

где $m = \sigma_A/A_0$; $b_a(\tau)$ – нормированная корреляционная функция сообщения $\alpha(t)$.

При этом можем записать

$$G(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} B(\tau) \cos \omega_n t \, d\tau, \quad (4.11)$$

где $B(\tau) = \overline{B(t, \tau)} = \frac{A_0^2}{2} [1 + m^2 b_a(\tau)] \cos \omega_n t$.

Исключая из рассмотрения область отрицательных частот, получим

$$G(\omega) = \frac{A_0^2}{2} \delta(\omega - \omega_n) + \frac{A_0^2 m^2}{4} G_a(\omega - \omega_n), \quad (4.12)$$

где $\delta(\omega)$ – дельта-функция; $G_a(\omega)$ – спектр модулирующего сигнала $\alpha(t)$. Последнее выражение получено с использованием соотношения

$$\int_0^{\infty} \cos(\omega \pm \omega_n) t \, dt = \pi \cdot \delta(\omega \pm \omega_n). \quad (4.13)$$

Как видно из полученного выражения для спектра промодулированного колебания, и при случайном

модулирующем воздействии, спектр АМ сигнала состоит из несущего колебания и перенесенного на ω_n спектра исходного сообщения. Очевидно, что этот вывод справедлив для любого сигнала при АМ, так как случайный процесс $\alpha(t)$ рассматривался в общем виде.

При модуляции несущей сложным сигналом, представляющим речевой сигнал, коэффициент модуляции m является функцией $m(t)$. Среднее значение m за длительный промежуток времени $m_{cp}=0.35\dots 0.4$. Поэтому мощность боковых полос, представляющая мощность информационного сигнала, составляет $P_{бок} = (0.05\dots 0.07)P_{cp}$.

4.4. Амплитудная модуляция в транзисторных каскадах

Способы осуществления АМ в транзисторных каскадах (модуляторах) различаются на простые или одинарные, к которым относятся базовая и эмиттерная модуляция смещением, базовая и эмиттерная модуляция возбуждением (режим усиления модулированных колебаний). Одинарная коллекторная модуляция и комбинированная коллекторная модуляция осуществляются за счет одновременного принудительного или автоматического изменения двух или трех напряжений, воздействующих на транзистор. Комбинированная модуляция обеспечивает более высокие энергетические показатели передатчика и лучший тепловой режим модулируемых каскадов.

В транзисторном каскаде модуляция осуществляется изменением режима работы каскада.

В случае базовой модуляции смещением модуляция высокочастотного сигнала осуществляется изменением напряжения смещения e_b , подаваемое на базу генераторного транзистора

$$e_B = E_{BT} + U_{\Omega} \cos \Omega t + U_n \cos \omega_n t, \quad (4.14)$$

где E_{BT} , U_{Ω} и U_n смещение на базе в режиме молчания, амплитуда напряжения звукового колебания и амплитуда напряжения ВЧ сигнала соответственно. Для осуществления модуляции транзистор должен работать в недонапряженном режиме.

Схема базового модулятора приведена на рис. 4.5.

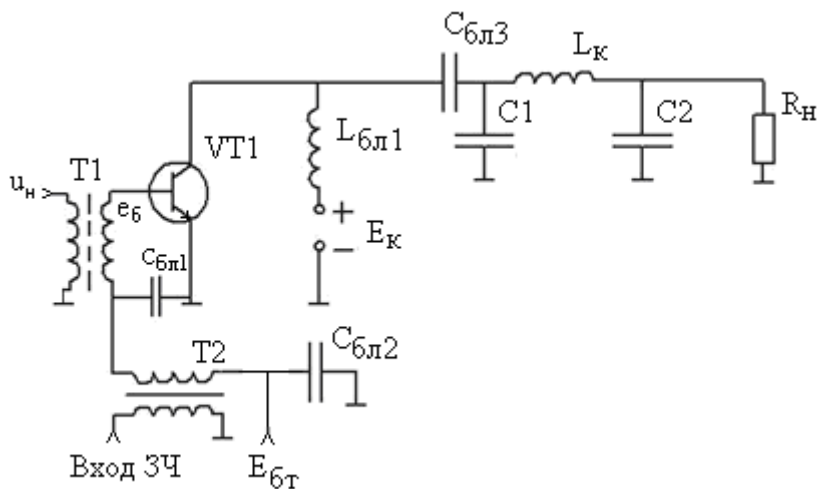


Рис. 4.5. Схема базового модулятора

В данной схеме на транзисторе VT1 выполнен модулируемый каскад. С помощью трансформатора T1 на базу этого транзистора подаётся ВЧ напряжение несущей u_n . Модулирующее напряжение звуковой частоты u_m подаётся на базу этого транзистора через низкочастотный трансформатор T2. Напряжение смещения создается отдельным источником E_{BT} . Напряжение питания E_k на коллектор транзистора VT1 подаётся через блокировочную индуктивность $L_{бл1}$. Нагрузкой

транзистора является П-контур, состоящий из элементов $C1$, $C2$ и L_K . Резистор R_H - внешняя нагрузка.

Физические процессы при базовой модуляции поясняются зависимостями приведенные на рис. 4.6.

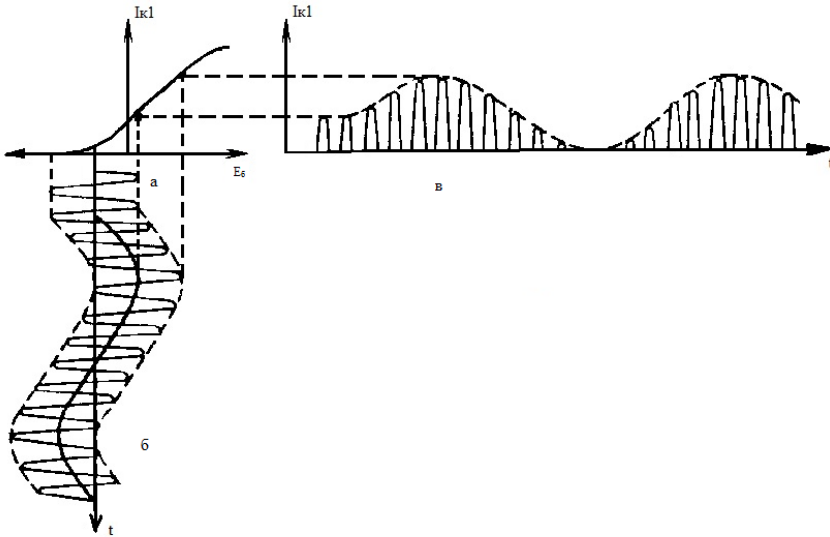


Рис. 4.6. Физические процессы при базовой модуляции

Статическая модуляционная характеристика транзистора приведена на рис. 4.6,а, на рис. 4.6,б – временная диаграмма входного сигнала, а на рис. 4.6,в – временная диаграмма выходного тока.

Преимущества базовой модуляции: требуется небольшая мощность модулирующего сигнала, хорошее использование по напряжению транзистора.

Базовая модуляция смещением, как правило, применяется редко из-за нелинейности модуляционных характеристик, низкого КПД и тяжелых условий работы усилителя звуковой частоты, нагруженного на емкость эмиттерного перехода транзистора.

Коллекторная модуляция осуществляется путем изменения напряжения на коллекторе генераторного транзистора в соответствии по закону управляющего напряжения.

Мгновенное значение напряжения на коллекторе транзистора равно

$$e_k = E_{KT} + U_{K\Omega} \cos \Omega t + U_{K\omega} \cos \omega_n t, \quad (4.16)$$

где E_{KT} , $U_{K\Omega}$, $U_{K\omega}$ – напряжение питания на коллекторе в режиме молчания, амплитуд напряжения ЗЧ и напряжения ВЧ на коллекторе соответственно.

На рис. 4.7 приведена принципиальная схема АМ-модулятора.

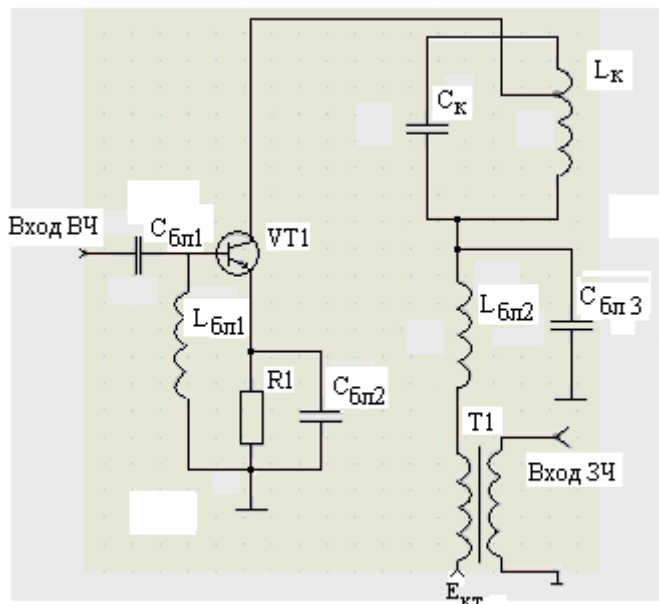


Рис.4.7. Принципиальная схема АМ модулятора

На этой схеме высокочастотный сигнал поступает на «Вход ВЧ», а сигнал ЗЧ в коллекторную цепь вводится через трансформатор Т1. Смещение на базе VT1 создается с помощью резистора R1 постоянной составляющей тока эмиттера, возникающей при подаче ВЧ. Плюс этого напряжения через катушку индуктивности $L_{бл1}$ передается на базу VT1. Это создает запирающее смещение между базой и эмиттером. В качестве выходной согласующей цепи использован параллельный контур L_K, C_K с неполным включением.

Пиковая точка на СМХ (режим максимальной мощности) соответствует перенапряженному режиму работы транзисторного каскада. В процессе модуляции напряжение на коллекторе во избежание электрического пробоя, должно удовлетворять условию

$$/ E_{КТ} / + U_{K\Omega} + U_{K\omega} \leq e_{кдоп} , \quad (4.17)$$

где $e_{кдоп}$ - допустимое напряжение коллектор-эмиттер. Из приведенного условия определяется величина $E_{КТ}$.

Коллекторная модуляция отличается высокой эффективностью, поскольку она осуществляется в перенапряженном режиме работы транзистора. Однако нелинейность модуляционных характеристик очень высокая.

Модуляцию удобнее всего реализовывать в режиме с $\Theta = 90^\circ$. В этом случае цепь смещения упрощается и достигается оптимум энергетических показателей.

При глубокой модуляции $E_{КТ}$ снижают в два раза по сравнению с $e_{кдоп}$, что приводит к снижению мощности в режиме несущей в 2-3 раза.

При коллекторной модуляции заметное влияние оказывает нелинейная зависимость емкостей переходов (эмиттерного и коллекторного) от модулирующего напряжения, приводящая к расстройке выходного контура, к нелинейным

искажениям и появлению паразитной амплитудной и фазовой модуляции.

В данной схеме через емкость $C_{кб}$ осуществляется непосредственная связь между коллекторной и базовой цепями, что приводит к невозможности осуществления модуляции с глубиной 100 %, так как ток в контуре не равен нулю при $I_{к1}=0$.

Указанные недостатки коллекторной модуляции устраняются при комбинированной коллекторной модуляции.

В транзисторных передатчиках применяется и многокаскадная (двойная или тройная) комбинированная коллекторная модуляция.

При двойной коллекторной модуляции ЗЧ сигнал поступает не только на коллектор транзистора выходного каскада, но и на коллектор предоконечного каскада. В выходном каскаде имеет место двойная АМ: коллекторная и базовая возбуждением. При этом одновременно с изменением напряжения питания происходит пропорциональное изменение амплитуды напряжения возбуждения $U_{б}$, что позволяет получить во всех точках СМХ режим, близкий к критическому, и избежать недостатков, свойственных коллекторной модуляции.

Применение комбинированной модуляции позволяет значительно линеализировать модуляционные характеристики и обеспечить достаточно высокий КПД.

4.5. Вопросы для самопроверки и контроля

1. Что такое статическая модуляционная характеристика? Амплитудная динамическая модуляционная характеристика? Частотная динамическая модуляционная характеристика?
2. Почему АДМХ нелинейна при модуляции смещением?
3. Для какой цели снимаются СМХ? Амплитудные динамические модуляционные характеристики? Частотные динамические модуляционные характеристики?

4. Как выбрать напряжение смещения $E_{см}$ на базе транзистора по сравнению с напряжением отсечки E' транзистора, чтобы достичь наибольшей линейности ДМХ?
5. Почему базовая модуляция осуществляется в недонапряженном режиме работы АЭ?
6. Почему коллекторная модуляция осуществляется в перенапряженном режиме работы АЭ?
7. Сравните эффективность и нелинейные искажения при базовой и коллекторной модуляции.
8. Где заложена информация в спектре АМ-колебания?
9. Какова энергетическая эффективность радиосигнала с АМ?
10. Нарисуйте один из вариантов принципиальной схемы АМ модулятора.. Выполните схемотехнический анализ этой схемы.
11. В чем отличие нижней боковой полосы от верхней боковой АМ сигнала?
12. Как обеспечить линейность ДМХ модулятора при сохранении достаточно высокого КПД транзистора?

5. ОДНОПОЛОСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Идея создания однополосной модуляции и передачи информации по каналам связи с помощью ОМ принадлежит М.В. Шулейкину (1914 год), который, рассматривая вопрос о роли боковых полос амплитудно-модулированного колебания, показал, что каждая боковая полоса содержит полную информацию о модулирующем сигнале /2/.

В разное время было предложено много различных методов формирования ОМ сигналов, среди которых основными являются фильтровой, фазоразностный (фазокомпенсационный), фазофильтровой.

5.1. Фильтровой метод формирования однополосного сигнала

Известно, что спектр колебаний с амплитудной модуляцией при гармоническом модулирующем сигнале определяется тремя составляющими (4.3).

Для получения однополосной модуляции в спектре АМ подавляют несущую и одну боковую частоту. Поэтому спектр ОМ колебания содержит одну боковую частоту и определяется уравнениями

$$u_{\text{ом}}(t) = mU_n \cos(\omega_n \pm \Omega)t, \quad (5.1)$$

где m - коэффициент пропорциональности.

В выражении (5.1) знак “+” соответствует выделению верхней боковой частоты, а знак “-” – выделению нижней боковой частоты.

Уравнения (5.1) содержат информацию о передаваемом сигнале, т.е. о значении его амплитуды U_n и частоты Ω . При этом информация об амплитуде содержится в амплитуде боковой, так как она пропорциональна амплитуде управляющего сигнала (пропорциональна m), а информация о

частоте модулирующего сигнала Ω содержится в разности между боковыми частотами $\omega_n \pm \Omega$ и частотой несущего колебания ω_n . Необходимости в излучении колебаний частоты ω_n нет, поскольку ее значение в канале связи заранее определено, а в приемнике эта частота может быть восстановлена автономным источником (гетеродином).

В случае сложного управляющего сигнала (звуковой сигнал) спектр ОМ колебания представляет собой сдвинутый по частоте спектр управляющего сигнала в область более высоких частот с инверсией (нижняя боковая) или без инверсии (верхняя боковая) спектра. В процессе модуляции изменяются как амплитуда, так и фазовый угол РЧ колебания. Поэтому однополосная модуляция является амплитудно-фазовой (частотной) модуляцией.

Спектр ОМ сигнала по ширине равен спектру исходного модулирующего сигнала и, по сравнению со спектром АМ, в два раза уже. При равенстве пиковых мощностей сигналов с однополосной и амплитудной модуляцией ($m=1$), условия малого уровня флуктуационных помех и линейном детектировании однополосная модуляция по сравнению с АМ в диапазоне ВЧ обеспечивает энергетический выигрыш около 16 (12 дБ).

Сущность фильтрового метода состоит в преобразовании сигнала тональных частот в двухполосный РЧ сигнал (без несущей частоты) с помощью балансного модулятора (БМ) и последующим выделением необходимой боковой полосы (нижней или верхней) с помощью полосового фильтра (ПФ). При этом полоса пропускания ПФ выбирается таким образом, чтобы выделить спектральные составляющие либо только одной верхней, либо только одной нижней боковых полос.

ОМ сигнал в радиосвязи обычно формируется методом повторной балансной модуляции. Это обусловлено тем, что непосредственно на рабочей частоте в диапазоне ВЧ и выше сложно полностью подавить (не менее чем на 40 дБ) неиспользуемую боковую полосу.

Структурная схема ОМ формирователя, построенная с использованием двух ступеней преобразования частоты, приведена на рис 5.1.

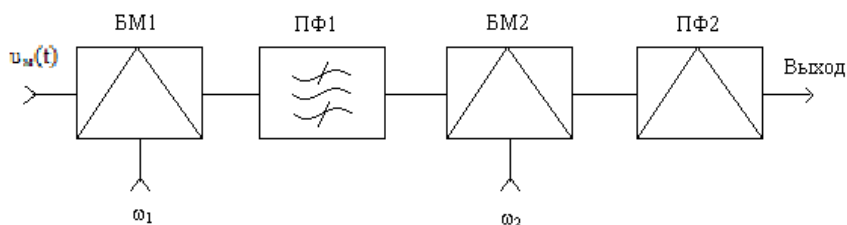


Рис. 5.1. Структурная схема формирователя ОМ сигнала, построенного по фильтровому методу

ОМ сигнал в этой схеме формируется следующим образом. Сигнал тональной частоты ω_0 и первой поднесущей частоты ω_1 подаются на первый балансный модулятор (БМ1), на выходе которого в случае идеального перемножения образуются две боковые частоты $\omega_1 \pm \Omega$ (двухполосный сигнал). Далее обе боковые частоты поступают на вход первого полосового фильтра (ПФ1), на выходе которого выделяется либо верхняя боковая частота ($\omega_1 + \Omega$), либо нижняя боковая частота ($\omega_1 - \Omega$), в зависимости от полосы пропускания фильтра ПФ1.

Во второй ступени преобразования частоты на второй поднесущей частоте ω_2 также образуется двухполосный сигнал, а на выходе второго полосового фильтра ПФ2 формируется однополосный сигнал либо на несущей частоте $\omega_n = \omega_2 - \omega_1$ (при выделении нижней боковой), либо на несущей частоте $\omega_n = \omega_2 + \omega_1$ (при выделении верхней боковой).

Фильтровый способ формирования ОМ сигнала получил наибольшее распространение, поскольку при использовании готовых высококачественных фильтров он позволяет получить подавление несущей и неиспользованной боковой полосы более 60 дБ, и в то же время сравнительно не сложен в

отношении налаживания передатчика.

К недостаткам фильтрового ОМ передатчика относятся сложность и дороговизна конструкции, а так же наличие побочных каналов излучения, возникающих на частотах гетеродинов, их гармоник и комбинационных частотах при многократных преобразованиях частоты. Например, при первой поднесущей $f_1=500$ кГц для переноса ОМ спектра на частоты 14...28 МГц, а тем более на УКВ, при условии хорошей фильтрации побочных продуктов двух преобразований уже не достаточно, и в схему рис 5.1 приходится вводить еще один смеситель с кварцевым гетеродином. Приемопередатчики, использующие фильтровый метод, еще сложнее, поскольку в приемнике приходится устанавливать столько же преобразователей частоты, сколько их имеется в передатчике. Лишь гетеродины и фильтры получаются общими для передатчика и приемника. Естественно, что приемник в этом случае получается супергетеродинным, по крайней мере, с двукратным преобразованием частоты.

5.2. Фазокомпенсационный метод формирования ОМ

При фазокомпенсационном (фазоразностном) методе не используемая частота (полоса) двухполосного сигнала подавляется за счет создания определенных фазовых сдвигов, в цепях модулирующего и модулируемого сигналов.

В общем случае схема формирователя строится на основе идентичных параллельных N каналов. Структурная схема формирователя приведена на рис 5.2.

Звуковой сигнал от микрофонного усилителя подается на широкополосный фазовращатель низкочастотный (ФН), создающий относительный фазовый сдвиг 90° между его выходными сигналами. Напряжение несущей частоты ω_n так же проходит фазовращатель высокочастотный (ФВ). Сдвинутые по фазе ЗЧ и РЧ сигналы попарно смешиваются в балансных модуляторах БМ1 и БМ2, а продукты преобразования затем

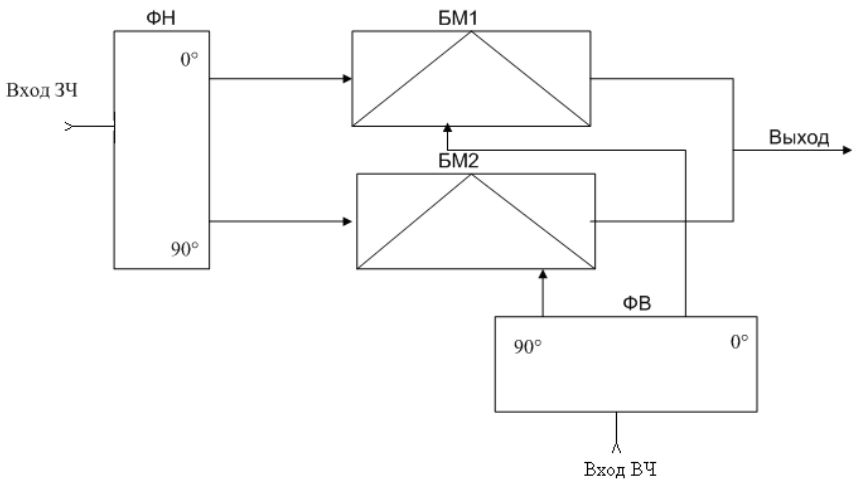


Рис. 5.2. Структурная схема фазокомпенсационного формирователя ОМ сигнала

складываются на выходе формирователя. Обозначим ЗЧ сигнал как $a_1 \cos \Omega t$, а РЧ сигнал как $a_2 \cos \omega_n t$. Сдвинутые по фазе на 90° сигналы выражаются функциями $a_1 \sin \Omega t$ и $a_2 \sin \omega_n t$. После перемножения в модуляторах и суммирования образуется выходное напряжение формирователя

$$u_{\text{ВЫХ}} = a_1 a_2 (\cos \Omega t \cos \omega_n t + \sin \Omega t \sin \omega_n t) = a_1 a_2 \cos(\omega_n - \Omega)t. \quad (5.2)$$

Оно соответствует нижней боковой полосе сигнала. Легко убедиться, что переключение выводов одного из фазовращателей (любого) приведет к подавлению нижней и выделению верхней боковой полосы.

Фактически в этом методе физически реализуется аналитический сигнал, построенный на преобразовании Гильберта. Основные соотношения, поясняющие его реализацию, приведены в подразд. 2.2. Более полная информация изложена в /5/.

Работу формирователя можно пояснить так же следующими соображениями: при преобразовании частоты верхняя и нижняя боковые полосы (ВБП и НБП) имеют нулевой фазовый сдвиг в модуляторе БМ1. В модуляторе БМ2 ЗЧ и РЧ сигналы имеют фазовый сдвиг по $+90^\circ$ каждый. Частота нижней боковой представляет разность $(\omega_n - \Omega)$. При этом начальные фазы сигналов вычитаются так же. В результате сигнал нижней боковой на выходе модулятора БМ2 имеет такую же (нулевую) фазу, как и на выходе БМ1. Выходные напряжения модуляторов на нижней боковой складываются. Для верхней боковой частоты преобразуются по закону $(\omega_n + \Omega)$, фазы сигналов складываются. Фаза колебаний верхней боковой на выходе модулятора БМ2 оказывается равной 180° , т.е. противоположной фазе колебаний на выходе модулятора БМ1. В результате при суммировании полученные противофазные напряжения взаимно компенсируются и верхняя боковая подавляется.

Полная компенсация одной из боковых полос в фазовом формирователе ОМ сигнала возможна лишь при условии, что амплитуды сигналов на выходах двух модуляторов в точности равны, а фазовые сдвиги выходных сигналов составляют точно 90° . На практике, разумеется, эти условия выполняются лишь с определенной точностью, и подавляемая боковая полоса компенсируется не полностью. Оценить величину подавления нерабочей боковой полосы можно следующим образом. Обозначим напряжения на выходах модуляторов формирователя как u_1 и u_2 . Напряжение выделяемой боковой полосы будет $u_1 + u_2$, а подавляемой составит $u_1 - u_2$. При амплитудном разбалансе двух каналов формирователя, коэффициент подавления, равный отношению напряжений выделяемой и подавляемой боковых полос, составит

$$M = \frac{u_1 + u_2}{u_1 - u_2} \approx \frac{2u}{\Delta u}. \quad (5.3)$$

Величина $\Delta u / u$ представляет собой относительный

амплитудный разбаланс каналов, который можно выразить в процентах. Подавление целесообразно измерять и в децибелах: $a_A = 20 \lg M$, дБ.

При наличии фазового разбаланса напряжения u_1 и u_2 удобно представить векторами (рис. 5.3). Если суммарная неточность фазовых сдвигов в каналах преобразователя равна $\Delta\varphi$, то, как видно из рисунка, коэффициент подавления составит

$$a_\varphi = \operatorname{ctg} \Delta\varphi/2. \quad (5.4)$$

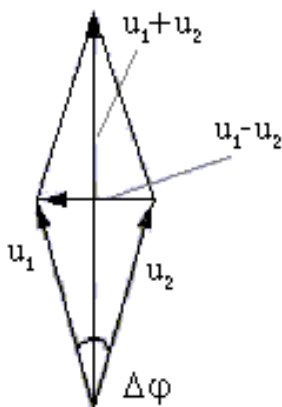


Рис. 5.3. Векторная диаграмма сигналов

Ориентировочные значения допустимого разбаланса формирователя по амплитудам и фазам в зависимости от требований к подавлению нерабочей боковой полосы приведены в табл. 5.1 /8/.

Таблица 5.1

Подавление боковой, дБ	60	50	40	30	20
Амплитудный разбаланс, %	0.2	0.6	2	6.5	22
Отклонение фазы, град	0.1	0.3	1.1	3.7	11.3

Известны и другие, многофазные схемы формирования однополосного сигнала. Они выполняются по аналогичным схемам, но число каналов и соответственно модуляторов в них больше. Если на выходах фазовращателей образована симметричная система напряжений, с фазовыми сдвигами 0, 120, 240° при трехфазной системе, или 0, 90, 180 и 270° при четырехфазной модуляции, то модуляторы могут быть и небалансными, несущая на выходе при этом все равно подавляется. Описанная выше двухфазная система, по сути, очень близка к четырехфазной, поскольку в каждом ее канале для работы модуляторов формируются противофазные сигналы. Многофазные системы в ряде случаев могут дать определенные преимущества, например, при использовании цифровых фазовращателей сигнала несущей.

Достоинства фазоразностного метода является возможность формировать ОМ сигнал непосредственно на несущей частоте, т.е. с одним преобразованием частоты, что уменьшает число побочных частот.

Недостатком является сложность подавления несущей частоты и неиспользуемой боковой более чем на 40 дБ из-за высоких требований к точности установки амплитуды (менее 1%) и фазы (менее 1°).

5.3. Фазофильтровой метод формирования однополосного сигнала

Этот метод объединяет оба рассмотренных выше метода – фильтровой и фазокомпенсационный. В этом случае модулирующий сигнал преобразуется в однополосный на относительно низкой звуковой частоте Ω_1 с помощью балансных модуляторов БМ1, БМ2 и фильтров нижних частот (ФНЧ) Φ_1 и Φ_2 . После этого путем балансной модуляции формируется непосредственно на несущей частоте ω_H радиосигнал.

Структурная схема формирователя приведена на рис.5.4.

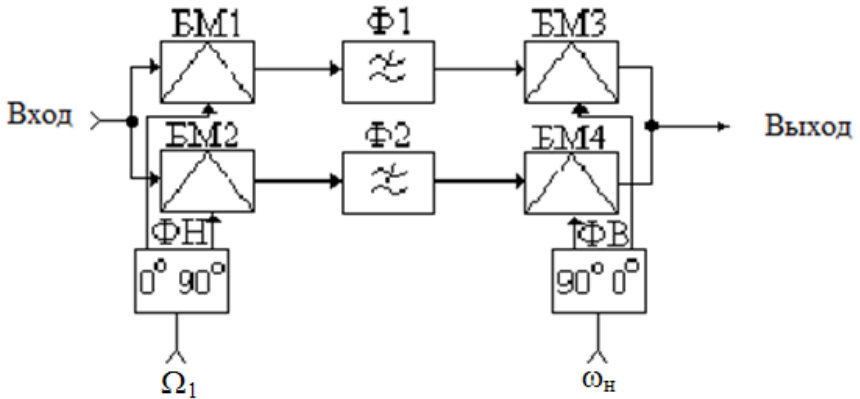


Рис. 5.4. Фазофильтровой ОМ формирователь

Сигнал звуковой частоты Ω поступает на первый и второй балансные модуляторы БМ1 и БМ2. На эти модуляторы подается поднесущая частота Ω_1 с фазовым сдвигом 90° , создаваемым фазовращателем низкочастотным ФН. На выходах БМ1 и БМ2 образуются двухполосные сигналы, в которых относительный фазовый сдвиг боковых частот составляет 90° . Фильтры Φ_1 и Φ_2 включены на выходах каждого из этих модуляторов, выделяют нижние боковые частоты.

Эти сигналы поступают на два высокочастотных балансных модулятора БМ3 и БМ4, к которым подводится также частота несущей ω_n . Колебание несущей также предварительно проходит через высокочастотный фазовращатель ФВ, создающий 90-градусный фазовый сдвиг. Эта часть устройства работает как обычный фазовый однополосный формирователь и создает на выходе ОМ сигнал или с частотой $\omega_n - \Omega$, или $\omega_n + \Omega$.

Из сравнения схем фазокомпенсационного (рис. 5.2) и фазофильтрового (рис. 5.4) формирователей видно, что последняя почти вдвое сложнее. Но благодаря фазовой селекции одной боковой полосы вспомогательную частоту Ω_1 можно выбирать очень низкой, а это значительно упрощает и удешевляет фильтры Ф1 и Ф2.

Более того, строгий анализ показывает, что частота Ω_1 может лежать даже в середине звукового диапазона. Так, при передаче речевого диапазона частот от 300 до 3400 Гц частоту $F_1 = \Omega_1 / 2\pi$ целесообразно выбрать равной 1850 Гц. Этот случай заслуживает более подробного рассмотрения. На рис. 5.5,а показан исходный спектр звукового сигнала (заштрихованный треугольник) и вспомогательная несущая с частотой F_1 . После преобразования в балансном модуляторе БМ1 образуются суммарные и разностные частоты (рис. 5.5,б).

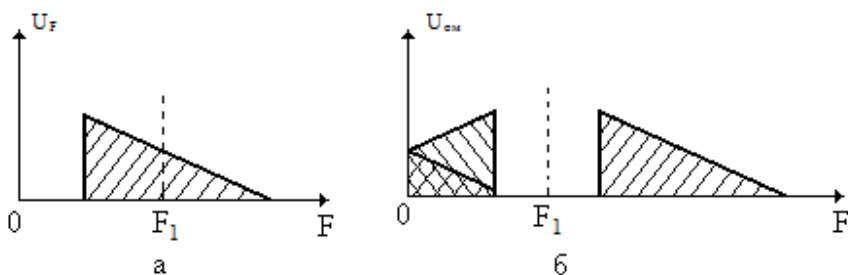


Рис. 5.5. Спектры сигналов при первом преобразовании частоты

Последние образуют как бы сложенный пополам спектр звуковых частот, показанный в левой части рис. 5.5,б и занимающий полосу частот $0 \dots 1550$ Гц. Суммарные частоты повторяют исходный спектр звуковых частот, но сдвинуты вверх в диапазон $1850+(300\dots3400) = 2150\dots5250$ Гц. Канальные фильтры Ф1 и Ф2 в данном случае должны быть фильтрами нижних частот с частотой среза 1800 Гц. Они пропускают только левую часть спектра (рис. 5.5,б), содержащую как высокочастотные так и низкочастотные звуковые компоненты. Когда такой “сложенный” спектр частот подается на балансный модулятор БМ3, то образуются два наложенных друг на друга однополосных сигнала, причем спектр одного из них инвертирован.

На рис. 5.6,а слева показан спектр входного сигнала модулятора БМ3, а справа на рис. 5.6,б – его выходного. Во втором канале формирователя, состоящем из БМ2, Ф2 и БМ4, происходит аналогичное преобразование спектра.

Если в первом канале относительные фазовые сдвиги гетеродинных сигналов приняты за нулевые, то и сформированные спектры (прямой и инвертированный) однополосного сигнала будут иметь нулевой фазовый сдвиг. Во втором канале напряжение гетеродина сдвинуто на $+90^\circ$. Поэтому низкочастотные компоненты “сложенного” спектра на выходе модулятора БМ2 будут иметь фазу $+90^\circ$, а высокочастотные компоненты -90° . При преобразовании частоты вычитаются и складываются как частоты, так и начальные фазы сигналов.

Во второй ступени преобразования прямой однополосный спектр формируется с начальной фазой 0° , а инверсный - с фазой 180° .

При сложении спектров на выходах БМ3 и БМ4, сигналы, имеющие прямой спектр, суммируются, а инверсный – взаимно компенсируются. В результате на выходе модулятора образуется сигнал верхней боковой полосы с частотой

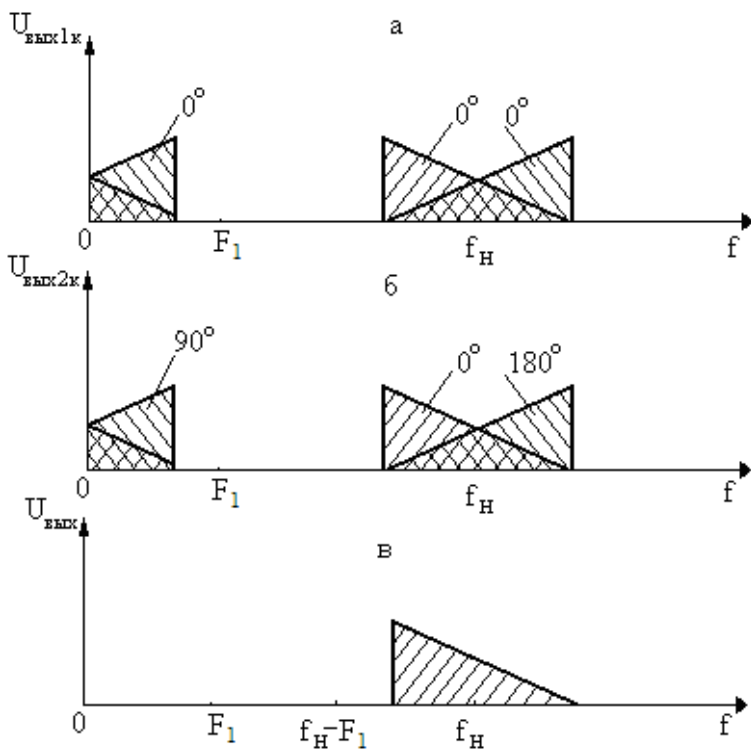


Рис. 5.6 Спектры сигналов при втором преобразовании частоты: а – в первом канале, б – во втором канале, в – выходной.

подавленной несущей f_H .

Несмотря на относительную сложность схемы (рис. 5.6), фазофильтровой формирователь имеет несколько существенных достоинств. Низкочастотный фазовращатель работает на фиксированной частоте, поэтому его реализация проста и обеспечивает высокую точность установки фазы. Высокочастотный фазовращатель также достаточно прост при реализации. Низкочастотные фильтры нижних частот имеют низкие частоты среза, что обеспечивает простоту их реализации

и высокую степень подавления внеполосных излучений даже при двухзвенном ФНЧ на -50 дБ.

Степень подавления низкочастотных несущих зависит от точности балансировки модуляторов.

5.4. Особенности формирования однополосного сигнала

ОМ широко применяется в системах связи для передачи любых видов информации в полосе канала тональных частот 300...3400 Гц, либо 250...3000 Гц. Разнообразный характер передаваемой информации (телефония, телеграфия, передача данных и т. д.) требует выполнения жестких требований на такие параметры передатчика, как стабильность частоты, уровень нелинейных и частотных искажений, подавление неиспользуемой боковой полосы частот и несущей частоты.

Так для работы передатчика в телефонном режиме необходимо обеспечить абсолютную нестабильность частоты 10...20 Гц /9/. Для несущей частоты $f_n = 20$ МГц относительная нестабильность частоты в худшем случае должна составлять $\Delta f / f_n = 20 / (2 \cdot 10^7) = 1 \cdot 10^{-6}$. При этом речь идёт о долговременной нестабильности частоты, которую необходимо обеспечить при массовом производстве. Реализация этих требований достигается путем использования различных методов стабилизации частоты /10/ и схемотехнических решений.

Невозможность реализации высокостабильных генераторов на очень высоких частотах ограничивает область использования ОМ диапазоном ВЧ (3...30 МГц).

Для осуществления ОМ используются различные схемы БМ, которые подавляют несущую (поднесущую) частоты и уменьшают уровень нелинейных искажений.

При выделении одной из боковых полос фильтровым методом с помощью полосовых фильтров, например нижней, предъявляется требование по подавлению другой боковой полосы в модуляторе не хуже 60 дБ, что соответствует

крутизне ската частотной характеристики полосового фильтра при минимальном разnose между боковыми полосами $\Delta f = 2\Delta F = 0,6$ кГц величине $S_{\phi} \geq 60/0,6 = 100$ дБ/кГц.

Реализация ПФ с такой крутизной ската АЧХ в диапазоне ВЧ невозможна даже при использовании высокоизбирательных кварцевых фильтров.

Для обеспечения заданных требований по подавлению неиспользуемой боковой полосы нужны специальные меры искусственного разнесения боковых полос. На практике это достигается использованием повторной балансной модуляции, когда однополосный сигнал сначала формируется на более низких частотах (100...1000 кГц), а затем с помощью более высокой второй поднесущей частоты переносится на более высокие частоты. При этом в первой ступени преобразования спектра, как правило, используются специальные высокоизбирательные фильтры. Во второй ступени преобразования, за счёт относительного увеличения частотного интервала между боковыми полосами частот часто используются либо высокоизбирательные полосовые LC-фильтры, либо относительно простые кварцевые фильтры.

Подавление неиспользуемой боковой полосы с заданными требованиями без высокоизбирательных фильтров возможно при использовании фазокомпенсационного метода. Однако его реализация требует высокой идентичности амплитуды и фаз сигналов в каналах модулятора, которую на практике обеспечить очень сложно.

Практическая реализация формирователя однополосного модулятора без использования высокоизбирательных полосовых фильтров с подавлением неиспользуемой боковой не менее -60 дБ возможна фазофильтровым методом. Это обусловлено тем, что в данном случае можно применять не полосовые фильтры, а фильтры нижних частот с частотами среза, лежащими в полосе тональных частот. Такие фильтры реализуются на основе активных ФНЧ с использованием операционных усилителей с

отрицательной обратной связью, обеспечивающей высокую стабильность параметров.

5.5. Балансные модуляторы

Формирование ОМ сигнала осуществляется с помощью балансных модуляторов. БМ имеют два основных преимущества перед простейшими (однотактными) схемами: подавляют несущую частоту и уменьшают уровень взаимомодуляционных искажений, а именно компенсируют комбинационные составляющие $\omega_n \pm 2\Omega$, $\omega_n \pm 4\Omega$ и т.д.

По структурным признакам всё многообразие балансных схем можно разделить на балансные (последовательные, параллельные и мостовые), а также кольцевые (двойные балансные). Каждую из этих схем можно выполнить как на пассивных, так и на активных элементах, выполняющих роль нелинейного элемента.

Преимущество пассивных схем – большая линейность модуляционных характеристик, что позволяет реализовывать уровень комбинационных составляющих $a_n = 20 \lg(U_{\omega \pm 3\Omega} / U_{\omega \pm \Omega})$ ниже -60 дБ. Однако эти БМ вносят затухание в цепь преобразуемого сигнала.

Активные БМ хотя и обеспечивают небольшое усиление полезного сигнала, но уровень комбинационных составляющих в них выше, чем в диодных схемах. Необходимо также отметить, что диодные схемы являются более высокочастотными по сравнению с транзисторными.

Следует отметить, что высокие качественные показатели БМ можно достигнуть при условии высокой симметрии плеч БМ и идентичности параметров нелинейных элементов. Последнее обеспечивается применением диодных и транзисторных сборок, выполненных по интегральной технологии, а также при интегральном выполнении активных БМ, включающих и цепи коррекции.

Рассматривая выходной сигнал как результат выполнения математической операции, можно отметить, что БМ выполняет операцию умножения.

Рассмотрим принцип работы диодного БМ, схема которого приведена на рис. 5.7.

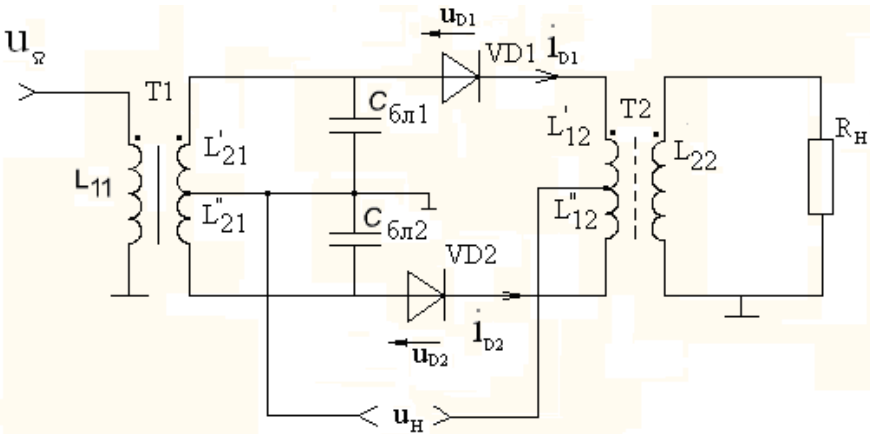


Рис.5.7. Схема диодного БМ

В этой схеме к аноду VD1 приложено напряжение

$$u_{D1} = U_{\Omega} \cos \Omega t + U_{H} \cos \omega_{H} t, \quad (5.4)$$

а ко второму диоду

$$u_{D2} = -U_{\Omega} \cos \Omega t + U_{H} \cos \omega_{H} t. \quad (5.5)$$

Из (5.4) и (5.5) следует, что модулирующее напряжение приложено к диодам VD1 и VD2 в противофазе, а напряжение несущей синфазно, диоды VD1 и VD2 включены по двухтактной схеме.

В общем случае спектры амплитуд тока, протекающего через каждый из диодов, определяется как составляющие ряда

Фурье известным методом, а значения частот определяются выражением

$$n\omega_n \pm m\Omega, \quad (5.6)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$; $m = 1, 2, 3, \dots$ - целые числа.

Как следует из (5.6), токи $i_{д1}$ и $i_{д2}$ содержат спектр, состоящий из большого числа следующих составляющих: частоты Ω и её гармоник; частоты ω_n и её гармоник; комбинационных составляющих частот ω_n и Ω .

При преобразовании частот происходит также и преобразование начальных фаз спектральных составляющих. При этом с учетом того, что начальные фазы управляющего и несущего напряжений первого диода VD1 равны нулю (5.4), результирующие начальные фазы всех образовавшихся составляющих тока $i_{д1}$ также равны нулю.

Начальная фаза управляющего напряжения приложенного к VD2, как следует из (5.5) $\Phi_1 = \pi$. Поэтому начальные фазы комбинационных спектральных составляющих тока $i_{д2}$, образовавшихся при преобразовании частоты, изменяются и определяются соотношением

$$\Phi_m = m\pi, \quad (5.7)$$

где $m = 1, 2, 3$ и т.д.

Наибольший интерес при модуляции представляют комбинационные составляющие токов $i_{д1}$ и $i_{д2}$ вблизи несущей частоты ω_n ($n=1$). Начальные фазы комбинационных составляющих с четными $m = 2, 4, \dots$ и т.д. (5.7) имеют фазовые сдвиги кратные периоду, т. е. они синфазны с соответствующими комбинационными составляющими тока $i_{д1}$. Комбинационные составляющие тока $i_{д2}$ с $m = 1, 3, \dots$ имеют фазовый сдвиг $-\pi$, то есть они находятся в противофазе с соответствующими спектральными составляющими тока $i_{д1}$.

Поскольку через первичную обмотку трансформатора Т2 (рис. 5.7) протекает ток

$$i_{\Sigma} = i_{д1} - i_{д2}, \quad (5.8)$$

то с учетом выше изложенного, во вторичной обмотке Т2 комбинационные составляющие с нечетными $m = 1, 3..$ и т. д. суммируются. Комбинационные составляющие с четными $m = 2, 4..$ и т. д. вычитаются.

Кроме этого токи несущей частоты, протекающие через каждый из диодов VD1 и VD2, синфазны. Но через полуобмотки первичной обмотки Т2 протекают в противоположных направлениях. Поэтому во вторичной обмотке Т2 эта составляющая компенсируется.

Амплитуды спектральной составляющей тока i'_{Σ} протекающего через вторичную обмотку Т2 с учетом изложенного выше определяется выражением

$$i'_{\Sigma} = I_m \{ (1/k) \cos \Omega t + (1/\pi) \sin(\pi/k) [\cos(\omega_n + \Omega)t - \cos(\omega_n - \Omega)t] + (1/2\pi) [\cos(\omega_n + 3\Omega)t - \cos(\omega_n - 3\Omega)t] + \dots \}, \quad (5.9)$$

где I_m – величина импульса тока; $k = T/\tau_0$ – скважность; T – период несущего колебания; τ_0 – длительность импульсов тока.

В выражении (5.9) как известно полезную информацию несут составляющие $\omega_n \pm \Omega$. Остальные комбинационные составляющие с нечётными $m = 3, 5..$ являются искажениями.

Таким образом, спектр выходного тока БМ (рис. 5.7) содержит частоту Ω и её гармоники, информационные составляющие $\omega_n \pm \Omega$ и составляющие $\omega_n \pm 3\Omega, \omega_n \pm 5\Omega$, представляющими нелинейные искажения.

Условием достижения малого уровня нелинейных искажений является малая глубина модуляции, что реализуется при выполнении условия: $U_n \gg U_{\Omega}$. При этом можно обеспечить режим с уровнем – 60 дБ и ниже.

Обычно амплитуда ВЧ сигнала U_n выбирается в пределах 1...2 В. В этом случае диоды VD1 и VD2 выполняют роль ключей, переключаемых с частотой ω_n . Управляющее напряжение u_Ω при этом не оказывает влияние на моменты переключения диодов и работает с практически постоянным углом отсечки.

Применение сигнала несущей в виде последовательности прямоугольных импульсов также уменьшает нелинейные искажения за счет устранения влияния конечного значения сопротивления нелинейных элементов.

В схеме БМ (рис. 5.7) для шунтирования вторичной обмотки T1 по несущей частоте ω_n параллельно полуобмоткам L'_{21} и L''_{21} при их практической реализации включают блокировочные конденсаторы $C_{бл1}$ и $C_{бл2}$. Для симметрирования плеч модуляторов последовательно с диодами VD1 и VD2 включают резисторы, а сигнал частоты ω_n заводится в схему через высокочастотный трансформатор, для согласования входного сопротивления БМ с внутренним сопротивлением генератора несущей частоты. На рис. 5.7. симметрирующие резисторы и указанный высокочастотный трансформатор не приведены.

Кроме рассмотренной схемы БМ (рис. 5.7), представляет интерес двойная балансная (кольцевая) схема /2-4,11/, представляющая две балансные схемы, включенные параллельно. Она компенсирует составляющие с частотой Ω и её гармоники.

Рассматривая выходной сигнал БМ как результат выполнения математической операции, можно отметить, что балансные схемы в идеальном случае обеспечивают перемножение входных сигналов в двух квадрантах, а кольцевая схема – в четырёх квадрантах.

Недостатком пассивных БМ являются вносимое затухание в цепь преобразуемого сигнала, а также частотная зависимость их входного сопротивления, при использовании в качестве нагрузки полосового фильтра.

Наряду с балансными кольцевыми схемами на диодах используются схемы и на варакторах, работающих в барьерном режиме /12/.

На практике широкое распространение получили и активные схемы модуляторов /11/, основой которых является дифференциальный каскад (ДК). Его динамическая передаточная проводимость определяется выражением

$$Y = \frac{\alpha I_0 \exp(U_{ax} / \varphi_T)}{\varphi_T [1 + \exp(U_{ax} / \varphi_T)]}, \quad (5.10)$$

где α – коэффициент передачи транзистора по току в схеме с общей базой; I_0 – эмиттерный ток каскада; $\varphi_T = kT/e \approx 26$ мВ ($T = 300$ К) – температурный потенциал.

Таким образом в соответствии с (5.10) выходной сигнал ДК можно рассматривать как перемножение входного сигнала $u_{вх}$ и эмиттерного тока I_0 . Для того, чтобы обеспечить управление эмиттерным током в схему перемножителя вводят дополнительный дифференциальный каскад.

Активные перемножители выполняются в виде интегральных схем: 525ПС1 и 525ПС2, 526ПС1, 174ПС1 и др.

5.6. Вопросы для самопроверки и контроля

1. Что такое однополосная модуляция?
2. Какие преимущества радиосвязи с однополосной модуляцией перед радиосвязью с АМ.
3. Назовите методы формирования однополосного сигнала и поясните их сущность.
4. Почему фильтровой метод формирования ОМ сигнала называется методом повторной балансной модуляции?
5. Почему при формировании ОМ сигнала используются балансные или кольцевые модуляторы?

6. Почему при фильтровом методе формирования ОМ сигнала используются высокоизбирательные полосовые фильтры?

7. В чем суть фильтрового метода формирования ОМ сигнала?

8. В чем суть фазокомпенсационного метода формирования однополосного сигнала?

9. В чем суть фазофильтрового метода формирования ОМ сигнала?

10. Нарисуйте схему балансного модулятора. Поясните принцип её работы.

11. Какие преимущества фазокомпенсационного метода формирования ОМ сигнала по сравнению с фильтровым?

12. Какие преимущества фазофильтрового метода формирования ОМ сигнала перед фильтровым?

13. Нарисуйте спектр на выходе идеального БМ, реального БМ.

14. Какие преимущества диодных БМ по сравнению с активными модуляторами?

15. Какие недостатки диодных БМ по сравнению с активными модуляторами на ДК?

16. Какие требования к стабильности частоты генераторов несущих (поднесущих) частот предъявляются при формировании ОМ сигнала? Какой из генераторов поднесущих частот должен иметь большую стабильность частоты?

6. УГЛОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ

6.1. Общие соотношения при угловой модуляции

Модуляция называется угловой (УМ), если в высокочастотном колебании

$$u(t) = U_n \cos[\omega_n t + \Phi(t)], \quad (6.1)$$

где U_n – амплитуда колебания; ω_n – несущая (средняя) частота; $\Phi(t)$ – начальная фаза.

В зависимости от модулирующего (управляющего) сигнала, изменяется полная фаза (фазовый угол)

$$\Psi(t) = \omega_n t + \Phi(t). \quad (6.2)$$

При УМ амплитуда высокочастотного (несущего) колебания остается неизменной, а информация содержится в изменении частоты $\omega(t)$ или начальной фазы $\Phi(t)$. Если пропорционально управляющему сигналу изменяется частота, то модуляция называется частотной (ЧМ). Если модулирующий сигнал воздействует на начальную фазу, то модуляция называется фазовой (ФМ). Термин “угловая модуляция” возник в связи с представлением модулированных колебаний по фазе и частоте в виде вектора, вращающегося с частотой $\omega(t)$.

Для получения расчетных соотношений в качестве управляющего сигнала целесообразно выбрать моногармоническое колебание

$$u_m(t) = U_\Omega \cos \Omega t, \quad (6.3)$$

где U_Ω - амплитуда модулирующего сигнала; Ω - частота модулирующего сигнала.

При ЧМ высокочастотный сигнал имеет вид

$$u(t) = u_n \cos[\omega_n t + k_c \int_0^t u_m(t) dt], \quad (6.4)$$

где k_c – крутизна модуляционной характеристики частотного модулятора, рад / (с·В).

С учетом (6.3) частотно-модулированный сигнал

$$u(t) = U_n \cos[\omega_n t + m_c \sin \Omega t], \quad (6.5)$$

где

$$m_c = k_c U_\Omega / \Omega \quad (6.6)$$

индекс частотной модуляции.

Величина

$$\Delta \omega_d = k_c U_\Omega \quad (6.7)$$

является девиацией частоты, поскольку представляет наибольшие отклонения частоты от ее среднего значения. С учётом выражения (6.7) $m_c = \Delta \omega_d / \Omega$.

При ФМ начальная фаза высокочастотного колебания изменяется пропорционально управляющему сигналу

$$u(t) = U_n \cos[\omega_n t + k_{\Phi} u_m(t)], \quad (6.8)$$

где k_{Φ} – крутизна фазовой характеристики фазового модулятора, рад / В.

С учетом (6.3) имеем

$$u(t) = U_n \cos[\omega_n t + m_{\Phi} \cos \Omega t], \quad (6.9)$$

где $m_{\Phi} = k_{\Phi} U_\Omega$ – индекс фазовой модуляции (девиация фазы).

Таким образом при ЧМ девиация частоты пропорциональна амплитуде управляющего сигнала и не

зависит от его частоты, а при ФМ индекс модуляции пропорционален амплитуде управляющего сигнала и не зависит от его частоты.

Мгновенное значение частоты определяется как производная мгновенной фазы по времени, т.е. $\omega = d\Psi/dt$.

В случае ЧМ с учетом (6.5) имеем

$$\omega = \omega_n + \Delta\omega_d \cos\Omega t. \quad (6.10)$$

При ФМ

$$\omega = \omega_n + m_f \Omega \sin\Omega t, \quad (6.11)$$

где $\Delta\omega_d = m_f \Omega$ - девиация частоты.

Из этих выражений следует, что при неизменной амплитуде модулирующего сигнала девиация частоты при ЧМ постоянна, а при ФМ увеличивается пропорционально частоте управляющего сигнала со скоростью 6 дБ на октаву.

Кроме этого из выражений для $\Psi(t)$, $\omega(t)$ и $u(t)$ при ЧМ и ФМ следует, что при гармоническом управляющем сигнале нет различия между ЧМ и ФМ.

Различие между ЧМ и ФМ проявляется в случае, когда модулирующий сигнал занимает спектр частот $\Omega_{\min} \dots \Omega_{\max}$.

Как известно [1-4], спектры ЧМ и ФМ колебаний при моногармоническом управляющем сигнале линейчатые и в общем случае содержат составляющие средней частоты ω_n и бесконечное количество боковых частот

$$\omega_n \pm p\Omega, \quad (6.12)$$

где $p = 1, 2, 3, \dots$ - целое число.

Амплитуды этих составляющих определяются с помощью функций Бесселя.

Фазы составляющих могут быть равны 0 или $\pi/5$.

Следует отметить, что количество боковых составляющих зависит от индекса модуляции m . При этом

важно отметить, что при $m_c = 2,4; 5,5; 8,6$ составляющая с частотой ω_n в спектре модулированного сигнала может отсутствовать.

При угловой модуляции средняя мощность модулированного колебания не изменяется по сравнению с мощностью P_n немодулированного колебания, так как амплитуда остается постоянной. Однако происходит значительное перераспределение мощности между колебанием P_n и суммарной мощностью боковых составляющих $P_{бок}$.

На рис. 6.1 представлены эти зависимости. Характерно,

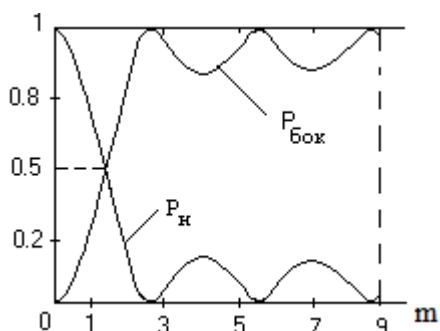


Рис. 6.1. Соотношения мощностей боковых составляющих и колебания несущей (средней) частоты

что при $m > 1$ основная часть мощности приходится на долю боковых составляющих, которые несут информацию. Этим и объясняются более высокая помехоустойчивость и хорошие энергетические показатели при угловой модуляции.

При определении практической ширины полосы частот, занимаемой сигналом с УМ, учитываются составляющие с амплитудами более 1 % от амплитуды немодулированного колебания.

В этом случае полоса, занимаемая ЧМ сигналом, определяется приближенным соотношением

$$П_{\text{ч}} \approx 2\Omega_{\text{м}}(1 + \sqrt{m_{\text{ч}} + m_{\text{ч}}}). \quad (6.13)$$

Как следует из (6.11) девиация частоты ФМ колебания пропорциональна частоте управляющего сигнала, а занимаемая полоса при большом индексе $m_{\text{ф}} \gg 1$ определяются выражением

$$П_{\text{ф}} \approx 2\Omega_{\text{м}}m_{\text{ф}}. \quad (6.14)$$

При малых индексах модуляции ($m \leq 0,5$) спектры амплитуд ЧМ и ФМ колебаний аналогичны спектру амплитудно-модулированного колебания. Полоса занимаемая спектром этих сигналов

$$П = 2\Omega_{\text{м}}. \quad (6.15)$$

Для качественной оценки угловой модуляции используют модуляционные характеристики – статические и динамические. Статическая модуляционная характеристика – это зависимость изменения средней частоты $\omega_{\text{н}}$ (приращения частоты $\Delta\omega = \omega - \omega_{\text{н}}$) при ЧМ или начальной фазы Φ_0 (приращения фазы $\Delta\Phi = \Phi - \Phi_0$) при ФМ от медленно меняющегося управляющего напряжения $E_{\text{у}}$ на управителе частоты. Типовые статические модуляционные характеристики частотного и фазового модуляторов приведены на рис. 6.2.

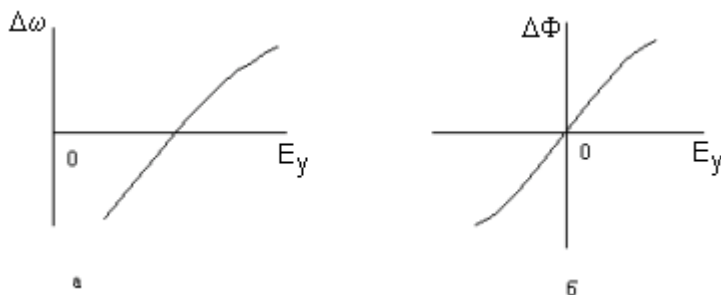


Рис. 6.2. Статические модуляционные характеристики частотного (а) и фазового (б) модуляторов

По отклонению СМХ от линейной можно судить о возможных нелинейных искажениях в модуляторе. Они используются для выбора начальной точки (начального смещения).

Амплитудной динамической модуляционной характеристикой называют зависимость девиации частоты $\Delta\omega_d$ (при ЧМ) или индекса фазовой модуляции m_Φ (при ФМ) от амплитуды модулирующего колебания при $\Omega = \text{const}$ (рис.6.3).

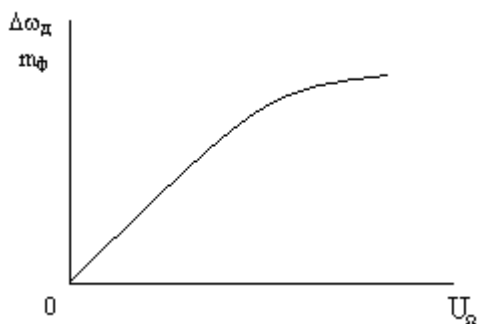


Рис. 6.3. Динамическая модуляционная характеристика

Частотная модуляционная характеристика – зависимость девиации частоты $\Delta\omega_d$ от частоты модулирующего сигнала при $U_\Omega = \text{const}$.

Примеры частотных динамических характеристик приведены на рис.6.4.

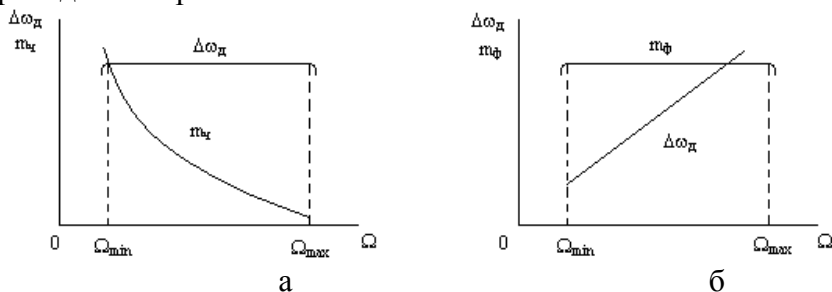


Рис. 6.4. Частотные динамические модуляционные характеристики частотного (а) и фазового (б) модуляторов

При ЧМ информация содержится в изменениях частоты колебаний, поэтому частотные модуляторы строят таким образом, чтобы обеспечить постоянство девиации частоты $\Delta\omega_d$ в полосе модулирующих частот (рис. 6.4, а). При этом индекс частотной модуляции m_f изменяется в соответствии с (6.6). Фазовые модуляторы выполняют так, чтобы обеспечить постоянный индекс фазовой модуляции m_Φ (т.е. максимальное отклонение фазы от немодулированного значения) в полосе модулирующих частот $\Omega_{\min} \dots \Omega_{\max}$ (рис. 6.4, б). Девиация частоты в этом случае изменяется в соответствии с (6.11).

Амплитудные динамические модуляционные характеристики позволяют оценить уровень нелинейных искажений и выбрать амплитуду модулирующего сигнала.

По частотным динамическим модуляционным характеристикам определяют полосу модулирующих частот, в пределах которой сохраняется постоянство $\Delta\omega_d$ или m_Φ с заданной точностью.

6.2. Прямой метод осуществления ЧМ

При непосредственном (прямом) методе реализации ЧМ параллельно колебательному контуру автогенератора или последовательно с ним включается управитель частоты (реактивный элемент), при воздействии сопротивления которого изменяется по закону модулирующего сигнала, что поясняется схемой, приведенной на рис. 6.5.

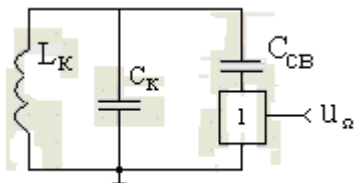


Рис. 6.5. Функциональная схема ЧМ

На этом рисунке: L_K , C_K – индуктивность и емкость

колебательного контура; $C_{св}$ – емкость связи; 1 – управитель частоты (УЧ), реактивное сопротивление которого изменяется при воздействии модулирующего сигнала.

В качестве УЧ используются различные нелинейные активные элементы, при этом наиболее часто применяют варакторы (варикапы), представляющие обратно смещенные р-п переходы.

Известно [2,3], что вольт-фарадная характеристика варикапа определяется следующей зависимостью

$$C_B(u) = C_{B0}[(\varphi_k - E_T)/(\varphi_k - u)]^\gamma, \quad (6.16)$$

где C_{B0} – емкость варикапа в рабочей точке (при напряжении смещения равном E_T); $\varphi_k \approx 0.5...0.7$ В – контактная разность потенциалов; γ – коэффициент нелинейности. В зависимости от технологии изготовления диодов $\gamma = 0,3$ (плавный переход), $\gamma = 0,5$ – резкий р-п переход и $\gamma \geq 1$ – сверхрезкий р-п переход.

На рис. 6.6 приведена эквивалентная схема частотно-модулированного генератора.

На этой схеме элементы C_1 , C_2 , C_3 и L_K образуют колебательный контур автогенератора, выполненного по трехточечной схеме. Конденсатор $C_{св}$ включен для того, чтобы разделить постоянные напряжения на варикапе и коллекторе транзистора и для установки требуемой девиации частоты.

Частота автоколебаний в схеме рис. 6.6,а определяется формулой Томсона

$$\omega = 1/\sqrt{L_K C_{KЭ}}, \quad (6.17)$$

где

$$C_{KЭ} = C_K + \frac{C_{CB} C_\Sigma}{C_{CB} + C_\Sigma} \quad (6.18)$$

эквивалентная емкость колебательного контура;

$$C_\Sigma^{-1} = C_1^{-1} + C_2^{-1} + C_3^{-1}.$$

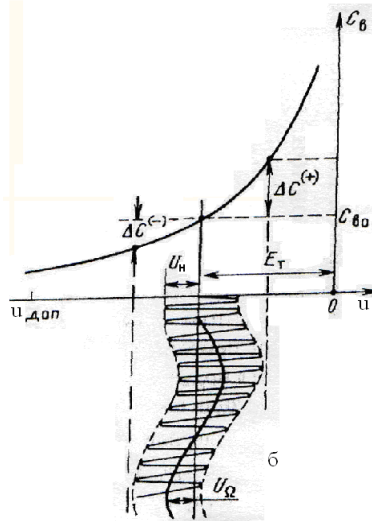
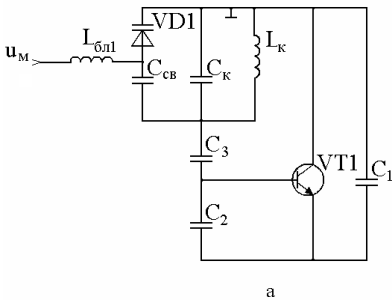


Рис. 6.6. Эквивалентная схема ЧМ генератора (а) и характеристика варикапа с приложенными напряжениями (б)

Генерируемую частоту можно определить если поставить соотношения (6.16) и (6.18) в (6.17) при условии, что к варикапу приложено напряжение

$$u = E_T + U_{\Omega} \cos \Omega t + U_{\text{н}} \cos \omega_{\text{нт}} t . \quad (6.19)$$

В результате имеем

$$\omega = (1 - \Delta) \omega_0 + \Delta \omega_1 \cos \Omega t + \Delta \omega_2 \cos 2\Omega t + \Delta \omega_3 \cos 3\Omega t + \dots, \quad (6.20)$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{L_{\kappa} C_{\kappa 0}}$ - средняя генерируемая частота; Δ - относительное изменение средней частоты при модуляции; $\Delta \omega_1, \Delta \omega_2, \Delta \omega_3$ - девиация основной частоты и её гармоник, определяемые параметрами варикапа, элементов колебательного контура и режимом работы.

Из (6.20) следует, что при ЧМ имеют место два вида

нежелательных явлений: сдвиг центральной частоты автоколебания на $\Delta\omega_0$ и нелинейные искажения по второй $K_2 = \Delta\omega_1\Delta\omega_2$ и третьей $K_3 = \Delta\omega_3\Delta\omega_1$ гармоникам (искажения более высоких порядков малы).

Появление сдвига центральной частоты при модуляции обусловлено в основном нелинейностью емкости варикапа. При модуляции приращение емкости варикапа в положительный полупериод ΔC^+ оказывается больше, чем при уменьшении её ΔC^- в отрицательный полупериод модуляции (рис. 6.6,б).

Среднее значение емкости за период сигнала ЗЧ возрастает, а генерируемая частота ω понижается. Сдвиг частоты $\Delta\omega_0$ зависит от U_ω и U_Ω и напряжения смещения E_T и может быть уменьшен путем линеализации статической модуляционной характеристики и предискажения модулирующего сигнала. Варикап может подключаться к контуру параллельно, последовательно и комбинированно с частичным включением. Для генератора (рис. 6.6,а) при подключении к его контуру резкого р-п перехода ($\gamma=0.5$) девиация частоты, коэффициент нелинейных искажений по второй гармонике и сдвиг центральной частоты определяются соотношениями

$$\Delta\omega_1 = \frac{0,25p_\epsilon^2\omega_0 \cdot C_\omega U_\Omega}{(C_\Sigma + p_\epsilon C_\omega)(\varphi_T + E_T)}; \quad (6.21)$$

$$K_2 = \frac{0,5\Delta\omega_1 [p_\epsilon^{-1} + C_\Sigma / (p_\epsilon^2 \cdot C_\omega)]}{\omega_0}; \quad (6.22)$$

$$\Delta\omega_0 = \frac{-0,5\Delta\omega_1^2 [p_\epsilon^{-1} + C_\Sigma / (p_\epsilon^2 \cdot C_\omega)]}{\omega_0}, \quad (6.23)$$

где p_ϵ – коэффициент включения варикапа к контуру автогенератора.

Обычно необходимо обеспечить заданную девиацию частоты $\Delta\omega_1$. Тогда при определенных параметрах элементов схемы (рис. 6.6,а) рассчитывается амплитуда напряжения U_Ω с использованием (6.21), а также уровень нелинейных искажений (6.22) и сдвиг центральной частоты (6.23). Уменьшить искажения можно применяя варикапы со сверхрезким переходом ($\gamma \geq 1$). При этом нелинейные искажения уменьшаются приблизительно в три раза [2]. Уменьшению искажений способствует также выбор меньшей величины $|E_T|$, так как при этом обеспечивается нужная девиация частоты $\Delta\omega_1$ при меньшей амплитуде U_Ω . Ограничения при этом возникают за счет увеличения температурной нестабильности частоты и необходимости реализации работы p-n перехода в барьерном режиме ($U_n + U_\Omega$) < $|E_T|$. Значение U_n определяется из условия $U_n \leq (0.1 \dots 0.2)|\phi_k + E_T|$. Обычно при ЧМ с $\Delta\omega_1/\omega_n = 10^{-3}$, рекомендуемый режим варикапа: $E_T = -5 \dots -10$ В; $U_n = 1 \dots 5$ В; $U_\Omega = 0,5 \dots 2$ В.

Один из вариантов принципиальной схемы ЧМ автогенератора приведена на рис. 6.7.

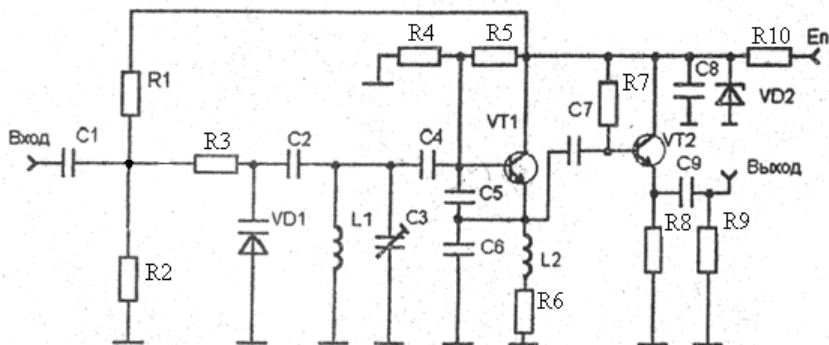


Рис. 6.7. Принципиальная схема частотно-модулированного LC-автогенератора

Частотная модуляция в этом устройстве осуществляется с помощью варикапа VD1, связанного с колебательным

контуром конденсатором С2. Смещение на варикап подается через резистивный делитель R1 и R2. Модулирующее напряжение на вход устройства поступает через блокировочный конденсатор С1. Резистор R3 устраняет шунтирующее действие внутреннего сопротивления источника управляющего сигнала на варикап.

Кроме ЧМ автогенератора, исследуемое устройство содержит буферный усилитель, собранный на транзисторе VT2 по схеме с общим коллектором (эмиттерный повторитель), предназначенный для согласования выхода формирователя с малым входным сопротивлением (50 Ом) внешней нагрузки R9.

Частотная модуляция кварцевого автогенератора имеет противоречие: с одной стороны, частота автогенератора стабилизируется от влияния внешних воздействий кварцевым резонатором (КР), а с другой стороны, следует изменять частоту по закону модуляции. Принципы построения и схемы кварцевых автогенераторов разнообразны, но подавляющее большинство из них выполняется по схемам, когда генерируемая частота находится между частотами последовательного ω_1 и параллельного ω_2 резонансов КР – ближе к последовательному. Поскольку статическая емкость C_0 значительно больше динамической C_1 , разница между частотами $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ мала и составляет $\Delta\omega/\omega_1 = (\omega_2 - \omega_1)/\omega_1 = 0.5 C_1/C_0$, что составляет около $5 \cdot 10^{-4}$.

При модуляции кварцевого генератора относительная девиация частоты $\Delta\omega_1/\omega_n$ ещё меньше и составляет $(1 \dots 2) \cdot 10^{-4}$. Принципиальная схема формирователя ЧМ сигнала с кварцевой стабилизацией частоты приведена на рис. 6.8.

Кварцевый автогенератор выполнен на транзисторе VT1 по схеме с заземленным коллектором с кварцевым резонатором ZQ1 в контуре, образованным элементами L1, С2, С3 и С4. Управление частотой автогенератора осуществляется

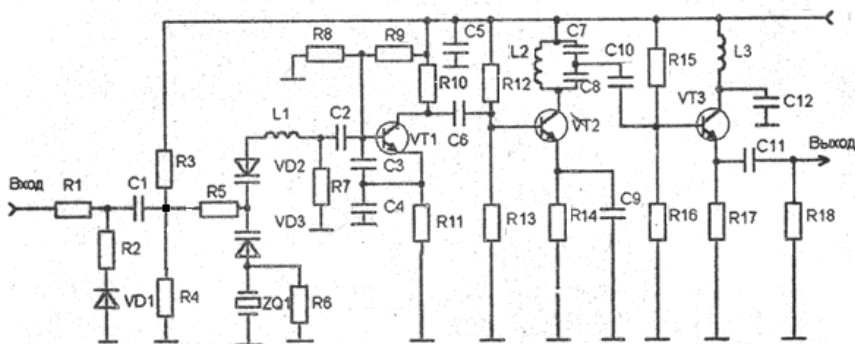


Рис. 6.8. Принципиальная схема кварцевого формирователя ЧМ сигнала

двумя варикапами VD2 и VD3, включенными встречно-последовательно для увеличения девиации частоты и уменьшения нелинейных искажений. Резистор R6 шунтирует кварцевый резонатор, что исключает возникновение паразитных колебаний за счет статической емкости кварцевого резонатора. Для уменьшения нелинейных искажений служит также и корректирующая цепочка R1, R2 и VD1, осуществляющая предискажения модулирующего сигнала.

Буферный усилитель в схеме устройства (рис. 6.8) представляет двухкаскадный усилитель. Первый каскад собран на транзисторе VT2 по схеме с общим эмиттером, а второй - по схеме с общим коллектором. Применение двухкаскадного усилителя позволяет получить достаточно высокий уровень сигнала на выходе формирователя на R18=50 Ом.

При управлении частотой кварцевых автогенераторов для получения большей перестройки оптимальным является последовательное включение варикапов с кварцевым резонатором (рис. 6.8). Для этой схемы и варикапа с резким р-п переходом девиация частоты, коэффициент нелинейных искажений по второй гармонике и сдвиг средней частоты определяются выражениями

$$\Delta\omega_1 = \frac{0,25\omega_1 C_1 U_{\Omega}}{C_{BO} |E_T + \varphi_K|}; \quad (6.24)$$

$$K_2 = \frac{0,5\Delta\omega_1 C_{BO}}{\omega_1 C_1}; \quad (6.25)$$

$$\Delta\omega_0 = \frac{0,5\Delta\omega_1^2 C_{BO}}{\omega_1 C_1}. \quad (6.26)$$

Наряду с приведенной схемой можно использовать частотно-модулированный генератор /13/, позволяющий уменьшить уровень паразитной амплитудной модуляции. Этот генератор содержит автогенератор, включающий первый транзистор, первый резистор, нагрузочный резистор, первый конденсатор, стабилитрон, второй конденсатор, первую ветвь колебательного контура, состоящую из последовательно соединенных третьего конденсатора, катушки индуктивности, варикапа, кварцевого резонатора, второй, третий, четвертый резисторы, вторую ветвь колебательного контура, содержащую четвертый и пятый конденсатор, управляющую цепь, состоящую из источника управляющего сигнала, шестого конденсатора, шестого резистора, дополнительную управляющую цепь, состоящую из развязывающего каскада, трансформатора и седьмого конденсатора, при этом первичная обмотка трансформатора через развязывающий каскад соединена с выходом источника управляющего сигнала.

6.3. Достоинства радиосвязи с угловой модуляцией

Угловая модуляция обладает несколькими важными достоинствами. Так мощность передатчика не изменяется при модуляции, она постоянна и равна пиковой, тогда как при амплитудной модуляции, например, мощность несущей должна быть в четыре раза меньше пиковой. Усилитель мощности

передатчика с угловой модуляцией работает с постоянной амплитудой сигнала, поэтому к его линейности не предъявляется высоких требований. Он может работать с отсечкой тока в режимах класса В, С, в перенапряженном и ключевом режимах, т.е. с максимальным КПД. Отсутствие серьезных требований к линейности особенно важно для транзисторных устройств, поскольку получить высокую линейность в них достаточно проблематично. Передатчик не требует для модуляции большой мощности звукового сигнала, по схеме и конструкции он получается проще АМ, а тем более передатчика с однополосной модуляцией.

Постоянство мощности сигналов с частотной модуляцией и фазовой модуляцией - существенное преимущество при использовании сети ретрансляторов. Ведь УКВ слабо огибают земную поверхность, поэтому дальность действия ультракоротковолновых передатчиков в обычных условиях не намного превосходит дальность прямой видимости. Дальность значительно увеличивается при наличии ретранслятора, а тем более цепочки ретрансляторов, установленных на возвышенных местах. Из-за нелинейности усилительных каскадов ретранслятора слабые сигналы подавляются в нем сильными. Если к тому же сильный сигнал промодулирован по амплитуде, то в ретрансляторе возникает перекрестная модуляция и слабый сигнал также окажется промодулирован, поэтому связь нарушится. При использовании угловой модуляции перекрестная модуляция не возникает. Наличие сильного сигнала приводит лишь к уменьшению коэффициента усиления ретранслятора (забитее), но не нарушает условия проведения связи. По этой же причине передатчики с угловой модуляцией практически не создают помех телевизионному каналу и сигналам радиовещания и значительно меньше мешают близко расположенным радиостанциям по сравнению с АМ и однополосными передатчиками.

Широкополосная угловая модуляция ($m \gg 1$)

используется в радиовещании на ультракоротких волнах, а для радиосвязи она не выгодна, поскольку при ней, во-первых, не обеспечивается прием самых слабых сигналов, лежащих на уровне шумов, и, во-вторых, сигнал занимает излишне широкий спектр частот. Последнее не только ограничивает число станций, одновременно работающих в данном диапазоне частот, но и расширяет полосу пропускания приемника, что ухудшает и его чувствительность, и селективность.

По названным причинам в радиосвязи используют только узкополосную угловую модуляцию с девиацией частоты не более 5...6 кГц. При малых индексах модуляции в спектре сигнала имеются практически лишь три компонента: несущая с частотой f_n и две боковые первого порядка с частотами $f_n \pm F$. Ширина спектра излучаемого сигнала при $m < 1$ примерно равна удвоенной частоте модуляции $2F$, а сам спектр подобен спектру АМ сигнала, с той лишь разницей, что фаза несущей повернута относительно фазы несущей при АМ на 90° . При небольших индексах модуляции амплитуды спектральных составляющих можно найти, используя следующие приближенные соотношения:

$$J_0(m) = 1 - m^2/4; \quad J_1(m) = m/2; \quad J_2(m) = m^2/8,$$

где $J_k(m)$ – функции Бесселя первого рода порядка k ($k = 0, 1, 2, 3, \dots$).

6.4. Сравнение с другими видами модуляции

Для удовлетворительного приема речи отношение сигнал/шум на выходе приемника должно быть выше, чем при приеме телеграфных сигналов. На рис. 6.9. приведен график зависимости разборчивости речевого сигнала R в процентах от отношения сигнал/шум на выходе приемника $/8/$.

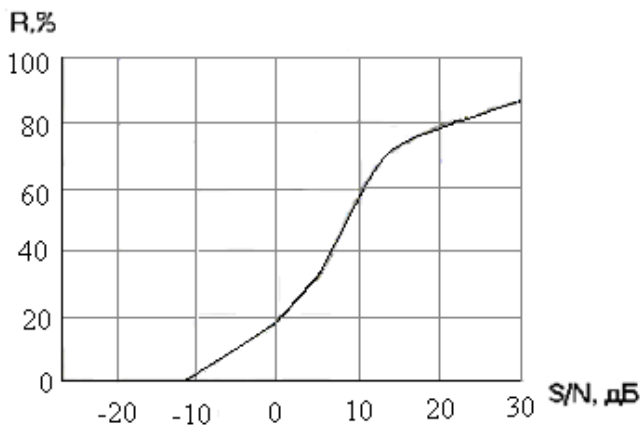


Рис. 6.9. Разборчивость речевого сигнала в шуме

Из графика видно, что для разборчивости 50 % сигналов требуется отношение равное трем (10 дБ). Поэтому, если сравнить телеграф, где требуемое отношение сигнал/шум близко к единице (0 дБ), и однополосную модуляцию, то окажется, что при равной мощности передатчиков дальность связи телеграфом будет выше. И, наоборот, при одинаковой дальности связи требуемая мощность однополосного передатчика оказывается в 10-40 раз (на 10... 16 дБ) больше. Однако ОМ можно приблизить к телеграфу, если применить сжатие динамического диапазона речевых сигналов, дающих выигрыш до 10 раз по мощности.

Телеграфные и ОМ приемники отличает особенность - их тракт линеен от входа до выхода, поскольку сигнал в них не детектируется, а только преобразовывается по частоте. Поэтому отношение сигнал/шум в тракте телеграфного и ОМ приемников не изменяется. При всех остальных видах модуляции, АМ, ЧМ и ФМ, имеется пороговое отношение сигнал-шум, при работе ниже которого в детекторе приемника сигнал подавляется шумом. При работе выше порога сохраняется пропорциональная зависимость между

отношениями сигнал/шум на входе и выходе детектора. Анализ прохождения смеси сигнала с шумом через нелинейные цепи, в частности детектор, представляет достаточно сложную задачу статической радиотехники.

Тем не менее, подобные задачи успешно решаются, и нам остается лишь познакомиться с полученными результатами.

На рис. 6.10. приведены зависимости, связывающие отношение сигнал-шум на входе и выходе приемника при различных видах модуляции.

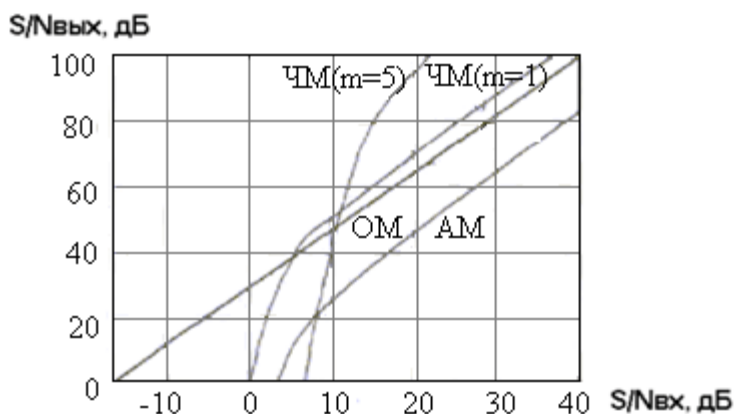


Рис. 6.10. Зависимость отношения сигнал/шум в приемниках АМ, ЧМ и ОМ сигналов

Чтобы сравнение было объективным, на горизонтальной оси отложено отношение пиковой мощности сигнала к мощности шума в полосе 3 кГц на входе приемника. При построении графиков предлагалось, что для АМ и узкополосной ЧМ с индексом $m=1$ полоса пропускания додетекторного тракта приемника равна 6 кГц, а для широкополосной ЧМ с $m=5$ (девиация частоты 15 кГц) – 30 кГц. Термин ЧМ здесь в равной степени относится и к ФМ с таким же индексом, поскольку при модуляции синусоидальным

сигналом они не различимы.

Рассмотрение графиков показывает, что порог (перегиб кривой) для узкополосной ЧМ наблюдается при отношении сигнал/шум на входе детектора 5...7 дБ, а для широкополосной ЧМ - около 20 дБ. Физически это объясняется просто: когда мощность шума на входе детектора становится сравнимой с мощностью сигнала, начинается подавление сигнала шумом. Напомним, что мощность шума на входе детектора пропорциональна полосе пропускания додетекторного тракта, поэтому мощность шума в полосе 30 кГц в 10 раз (10 дБ) больше мощности шума в полосе 3 кГц. Соответственно и порог наблюдается при больших уровнях сигнала, чем при широкополосной ЧМ. Из графиков рис. 6.10. следует также, что минимальный уровень сигнала, необходимый для получения отношения сигнал/шум на входе приемника порядка 5..10 дБ, обеспечивают два вида модуляции - ОМ и узкополосная ЧМ. При других видах модуляции для получения такого же (минимально необходимого для разборчивого приема речи) отношения сигнал/шум на выходе требуется значительно большая величина сигнала на входе. ОМ превосходит ЧМ при самых малых отношениях сигнал/шум, на пределе разборчивости, зато ЧМ оказывается немного лучше при работе выше порога.

Теперь остановимся на вопросе о том, какой индекс модуляции, девиацию частоты и полосу пропускания приемника нужно выбрать для достижения максимальной дальности связи с угловой модуляцией. Увеличение девиации частоты свыше 3 кГц при ЧМ и индекса модуляции свыше 1 при ФМ расширяет спектр излучения за счет подъема боковых полос второго порядка. Помимо нежелательного расширения полосы частот, занимаемой радиостанцией в эфире, это заставляет расширять и полосу пропускания приемника, чтобы пропустить сигнал без ослабления и без искажений. В результате повышается пороговое отношение сигнал-шум, и дальность связи неизбежно падает, поскольку требуется

увеличение мощности сигнала на входе приемника. Таким образом, девиация частоты при ЧМ не должны превосходить 3 кГц, а индекс модуляции при ФМ - единицы. Полоса модулирующих частот в обоих случаях полагается равной 3 кГц и расширение ее не желательно. Более того, в микрофонном усилителе полезно установить фильтр нижних частот с частотой среза 3 кГц, чтобы подавить более высокие частоты и предотвратить расширение спектра излучения.

Полосу пропускания приемника не целесообразно делать шире 6 кГц, чтобы не увеличивать уровень шума на выходе детектора. Потеря мощности сигнала при $m=1$ и $F=3$ кГц за счет отсеивания боковых полос второго порядка не превзойдет 2,5 %, а для более низких частот модуляции будет еще меньше. Таким образом, практически весь спектр ЧМ и ФМ сигналов в этих условиях пройдет через додетекторный тракт приемника.

Сужать полосу пропускания приемника нельзя, поскольку это приведет к ослаблению высоких частот звукового спектра. Итак, оптимальное значение полосы пропускания приемника оказывается равным 6 кГц.

Выбор между ЧМ и ФМ однозначно решается в пользу ФМ, и практика работы с ЧМ радиостанциями это подтверждает. Для приема ЧМ сигналов нужен специальный частотный детектор. Их известно множество: дискриминатор на расстроенных контурах с ограничителем, детектор отношений, счетно-импульсный детектор и т. д. При настройке приемника так, чтобы несущая попала на середину одного из скатов, ЧМ преобразуется в АМ, и затем полученный АМ сигнал детектируется обычным способом. Надо отметить, что при этом теряются все преимущества ЧМ, вытекающие из зависимостей, приведенных на рис. 6.10. Процесс детектирования ЧМ сигнала с АМ детектором связан со значительными нелинейными искажениями, возрастающими при увеличении крутизны скатов кривой селективности. Нелинейные искажения сильно зависят от расстройки приемника, значительно возрастают при центральной настройке

и при слишком больших расстройках. Последние сопровождаются и общим ухудшением приема из-за ослабления сигнала.

В случае приема узкополосного ФМ сигнала на АМ приемник при центральной настройке две боковые полосы первого порядка взаимно компенсируются и приема нет. Расстройка приемника ослабляет одну из боковых полос, и на выходе АМ детектора появляется сигнал. Высокая крутизна скатов кривой селективности не приводит к нелинейным искажениям сигнала при ФМ, поскольку в спектре сигнала почти не содержится боковых составляющих второго и более высоких порядков. Более того, узкополосный ФМ сигнал можно принимать, используя узкополосный фильтр с полосой пропускания 3 кГц в тракте промежуточной частоты АМ приемника, настроив приемник так, чтобы несущая ФМ сигнала оказалась на краю полосы пропускания фильтра. ФМ сигнал можно принимать и на ОМ приемник. Таким образом, ФМ хорошо совместимо с другими видами модуляции и различными приемниками.

Эксперименты с узкополосным ($m \approx 1$) ФМ передатчиком, полностью подтвердили высказанное положение. Передача хорошо прослушивалась на однополосные приемники, основная же масса корреспондентов использующих АМ приемники, отмечала улучшение разборчивости, подъем верхних частот звукового спектра и общее повышение эффективности при переходе от ФМ к ЧМ. Дело в том, что этот провал, хорошо заметный при ЧМ из-за значительной его ширины и сопутствующих искажений, становится очень узким и не сопровождается искажениями при ФМ.

ФМ сигнал можно принимать и на приемник, оснащенный ЧМ детектором. При этом будут подчеркнуты верхние частоты звукового спектра. Для компенсации подъема верхних частот на выходе частотного детектора следует включить интегрирующую RC цепочку. Она служит еще и для

выравнивания спектральной плотности шума на выходе частотного детектора, имеющей подъем на верхних частотах. Подобные операции - подъем верхних частот в модуляторе и ослабление их после детектора - используют даже в УКВ радиовещании с ЧМ.

Интересно сравнить системы связи на УКВ с ОМ и ФМ. Приемники этих систем имеют одинаковый сигнальный тракт, лишь полоса пропускания однополосного ОМ вдвое уже (3 кГц вместо 6 кГц). Поэтому при равной пиковой мощности передатчика отношение сигнал/шум на выходе ОМ приемника будет на 3 дБ больше. Зато ОМ передатчик должен работать в линейном режиме, недоиспользуя предельную мощность выходного каскада и имея максимальный КПД не более 40...50 %, тогда как ФМ передатчик может иметь КПД 70...80 %. Поэтому при равных подводимых мощностях ФМ передатчик даст выигрыш на 1,5.. 2 дБ. Таким образом, ФМ лишь немного, на 1...1,5 дБ, уступает ОМ в равных условиях. Надо еще заметить, что ОМ передатчик экономичнее, поскольку в паузах передачи он не излучает. Однако при разрешенной на УКВ мощности 5 Вт этот фактор практического значения не имеет. Зато несущая, излучаемая ФМ передатчиком, постоянна, что позволит дальнему корреспонденту узнать о существовании вашего слабого сигнала, даже если нельзя разобрать передаваемое сообщение.

Для ЧМ при использовании традиционных детекторов, в том числе и для ЧМ приемника с квадратурными каналами, характерен «порог» при приеме слабых сигналов в шуме. Система связи с ФМ и синхронным приемником, так же как и ОМ система, порога не имеет, поскольку демодуляция сигнала происходит в линейном устройстве - смесителе. Отношение сигнал/шум при прохождении сигнала через смеситель не изменяется. Но при слабых сигналах возможен срыв слежения в системе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), что, по сути дела и является, порогом всей системы. Для его понижения полосу пропускания петли выгодно выбирать поуже, чтобы

отслеживать только несущую. Петля ФАПЧ остается работоспособной при отношении сигнал/шум в полосе петли не хуже 5...7 дБ. Если полоса петли равна даже 300 Гц, то отношение сигнал-шум в полосе телефонного сигнала 3 кГц будет на 10 дБ меньше и составит -3...-5 дБ, т. е. таким, при котором разобрать телефонный сигнал уже нельзя.

Таким образом, этот порог синхронного ФМ приемника лежит намного ниже уровня минимально различимых сигналов.

6.5. Вопросы для самопроверки и контроля

1. Какая модуляция называется угловой?:
2. Что такое частотная модуляция? Запишите уравнение частотно-модулированного колебания.
3. Что такое фазовая модуляция? Запишите уравнение ФМ колебания.
4. Что такое девиация частоты и индекс угловой модуляции?
5. Как связаны девиация частоты и индекс угловой модуляции с параметрами модулирующего сигнала при ЧМ и ФМ?
6. Как определить вид угловой модуляции (ЧМ или ФМ), осуществляемой в формирователе радиосигнала?
7. Приведите один из вариантов схемы формирователя ЧМ колебаний.
8. Запишите выражение для частоты ЧМ колебания с использованием коэффициентов девиации частоты и её гармоник.
9. Чем физически обусловлено появление девиации частоты на гармониках частоты модулирующего сигнала?
10. Как выбрать варактор (варикап) и режим его работы для получения ЧМ колебания с малыми нелинейными искажениями?
11. Нарисуйте один из вариантов схемы ЧМ модулятора. Поясните принцип её работы.

12. Приведите (качественно) вид статических модуляционных характеристик при угловой модуляции для ЧМ; для ФМ. Как выбрать режим работы модулятора с использованием этих характеристик?

13. Нарисуйте амплитудную динамическую модуляционную характеристику ЧМ модулятора. Какие качественные характеристики угловой модуляции можно определить с помощью этой характеристики?

14. Приведите вид частотной динамической модуляционной характеристики ЧМ модулятора. Какие качественные характеристики определяются по этой характеристике?

15. Какие методы и технические решения (схемы) используются для повышения линейности колебаний с ЧМ и ФМ?

16. Нарисуйте спектр ЧМ колебания. Поясните, от каких параметров зависит ширина этого спектра.

17. Нарисуйте спектр ФМ колебания. Как связан спектр ФМ колебания со спектром ЧМ колебания?

18. В чём заключаются преимущества угловой модуляции по сравнению с АМ?

19. Какие преимущества ФМ по сравнению с ЧМ?

20. Назовите методы осуществления ЧМ или ФМ. Приведите варианты структурных схем для их реализации.

21. Нарисуйте один из вариантов схемы фазового модулятора. Поясните принцип её работы.

22. Как определяется коэффициент нелинейных искажений при ЧМ или ФМ?

23. Чем обусловлено смещение центральной частоты на выходе формирователя ЧМ сигнала, построенного по прямому методу?

24. Чем обусловлено появление паразитной АМ при формировании ЧМ сигнала?

7. ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛА

7.1. Перенос и инверсия спектра

Перенос и инверсия спектра вещественного сигнала.

Рассматривается дискретный вещественный сигнал $x(nT)$ с частотой дискретизации $f_d=1/T$, спектр $X(e^{i2\pi w})$ которого в основной полосе нормированных частот $w = f/f_d$, $w \in [0; 0,5]$ занимает полосу $[w_1, w_2]$. Модуль спектра сигнала $x(nT)$ условно показан на рис. 7.1.

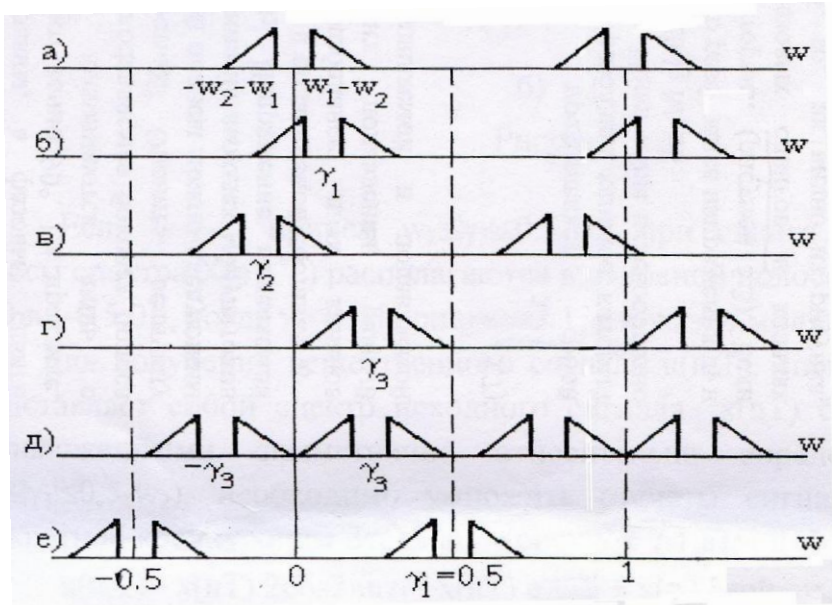


Рис. 7.1. Спектр амплитуд входного сигнала

Перенос спектра $X(e^{i2\pi w})$ по оси частот на величину γ осуществляется путем умножения отсчетов сигнала $x(nT)$ на отсчеты дискретной экспоненты $e^{i2\pi n\gamma}$ (рис. 7.1,а), причем $0 < |\gamma| \leq 0,5$. Спектр сигнала $y(nT) = x(nT) e^{i2\pi n\gamma}$ равен

$$Y(e^{i2\pi w}) = X(e^{i2\pi(w-\gamma)}). \quad (7.1)$$

Сигнал $y(nT)$ в общем случае является комплексным. Операция умножения вещественного сигнала $x(nT)$ на $e^{i2\pi n\gamma}$ выполняется схемой, приведенной на рис. 7.2,б, где $y_1(nT)$ и $y_2(nT)$ – соответственно вещественная и мнимая составляющие выходного сигнала $y(nT)$ схемы рис. 7.2,б.

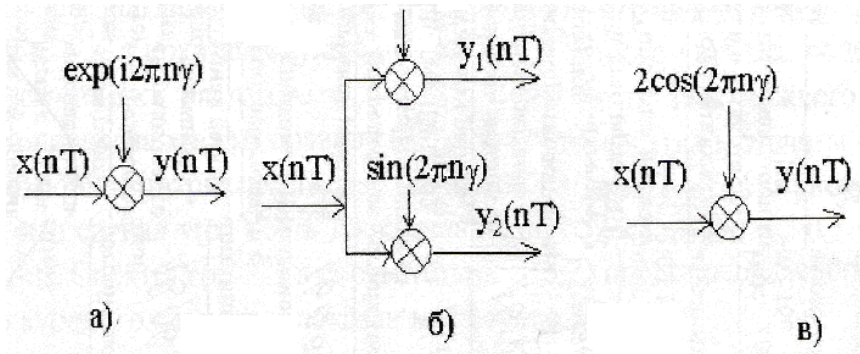


Рис. 7.2. Схемы преобразования спектра

Если $\gamma = \gamma_1 > 0$, спектр сдвигался по оси частот вправо. На рис. 7.1,б показан модуль спектра $Y(e^{i2\pi w})$ при $\gamma = (w_1 + w_2)/2$. Нижняя боковая полоса ($w < 0$, $w \in [-w_1, -w_2]$) основного спектра расположена на оси частот симметрично относительно частоты $w = 0$ и занимает полосу частот $[-(w_1 + w_2)/2, (w_1 + w_2)/2]$, а верхняя боковая полоса ($w > 0$, $w \in [-w_1, -w_2]$) занимает полосу частот $[(3w_1 + w_2)/2, (w_1 + 3w_2)/2]$.

Если $\gamma = \gamma_2 < 0$, спектр сдвигался по оси частот влево. На рис. 7.1,в показан модуль спектра $Y(e^{i2\pi w})$ при $\gamma = -(w_1 + w_2)/2$. В этом случае симметрично относительно частоты $w = 0$ располагается верхняя боковая полоса спектра.

Если $\gamma = \gamma_3$, при чем $w_2 < |\gamma| \leq 0,5 - w_2$, при сдвиге спектра обе боковые полосы спектра $X(e^{i2\pi w})$ располагаются в основной

полосе частот $[0;0,5]$, когда $\gamma_3 > 0$ и $([-0,5;0])$ при $\gamma_3 < 0$. На рис. 7.1,г показан модуль спектра $Y(e^{i2\pi w})$ при $\gamma_3 > 0$. Для получения вещественного сигнала $y(nT)$, спектр $Y(e^{i2\pi w})$ которого представляет собой спектр исходного сигнала $x(nT)$ с боковыми полосами, расположенными симметрично относительно определенной частоты γ_3 ($w_2 < |\gamma_3| \leq 0,5 - w_2$), необходимо умножить отсчеты сигнала $x(nT)$ на отсчеты дискретной косинусоиды $2\cos 2\pi n\gamma_3$ (рис. 7.1,д). Действительно $y(nT) = x(nT)2\cos 2\pi n\gamma_3 = x(nT)e^{i2\pi n\gamma_3} + x(nT)e^{-i2\pi n\gamma_3} = y_1(nT) + y_2(nT)$.

Спектр $Y_1(e^{i2\pi w})$ сигнала $y_1(nT)$ равен спектру входного сигнала, сдвинутому по оси частот на γ_3 вправо, а спектр $Y_2(e^{i2\pi w})$ сигнала $y_2(nT)$ равен спектру входного сигнала, сдвинутому на величину γ_3 влево. Поскольку $Y(e^{i2\pi w}) = Y_1(e^{i2\pi w}) + Y_2(e^{i2\pi w})$, сигнал $y(nT)$ имеет требуемый спектр (рис. 7.1).

Инверсия спектра вещественного сигнала $x(nT)$, т.е. получение сигнала $y(nT)$ со спектром

$$Y(e^{i2\pi w}) = X(e^{i2\pi(0,5-w)}), \quad (7.2)$$

осуществляется путем простого изменения знака каждого второго отсчета сигнала $x(nT)$:

$$y(nT) = (-1)^n x(nT), \quad n = 0, 1, \dots \quad (7.3)$$

Действительно, сигнал $y(nT)$ со спектром (7.2) получается путем умножения отсчетов сигнала $x(nT)$ на γ отсчеты дискретной экспоненты $e^{i2\pi n\gamma_4}$, где $|\gamma_4| = 0,5$, а $\exp(i2\pi n\gamma_4) = \exp(i\pi n) = (-1)^n$.

Пример 1. Рассмотрим входной сигнал $x(nT) = \sin 2\pi n w_x$ при $w_x = 0,125$ (например, $f_x = 1$ кГц; $f_d = 8$ кГц). На рис. 7.3,а показаны отсчеты сигнала и для наглядности (штриховая линия) огибающая этого сигнала. На рис. 7.3,в показан модуль спектра $X(e^{i2\pi w})$ входного сигнала, содержащий одну гармонику на частоте $w_x = 0,125$. Если изменить знак каждого второго

отсчета сигнала $x(nT)$ по правилу (7.3), получим сигнал $y(nT)$, отсчеты которого и огибающая (штриховая линия) показаны на рис. 7.3,б ($f_y = 3$ кГц). Спектр $Y(e^{i2\pi w})$ в соответствии с (7.2) представляет собой инверсный спектр входного сигнала и показан на рис. 7.3,г.

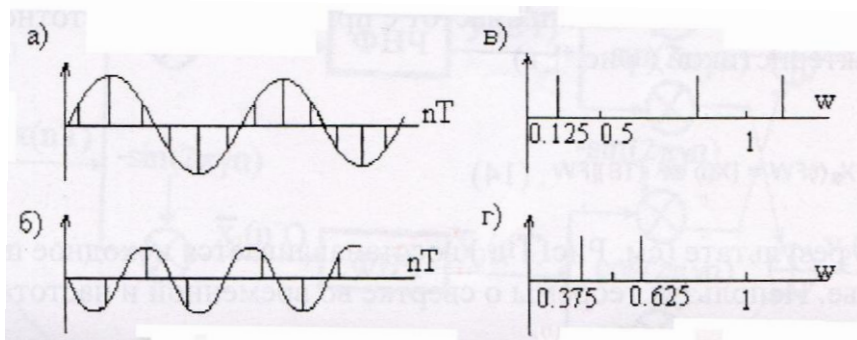


Рис. 7.3. Преобразование входного сигнала

Перенос спектра комплексного сигнала.

Рассматривается дискретный комплексный сигнал $x(nT) = x_1(nT) + ix_2(nT)$ с частотой дискретизации $f_d=1/T$.

Перенос спектра $X(e^{i2\pi w})$ по оси частот на величину γ осуществляется, как и в случае вещественного сигнала, путем умножения отсчетов сигнала $x(nT)$ на отсчеты дискретной экспоненты $e^{i2\pi n\gamma}$. Соответствующая схема показана на рис. 7.4, где $y_1(nT)$ и $y_2(nT)$ – соответственно вещественная и мнимая составляющие сигнала $y(nT)$.

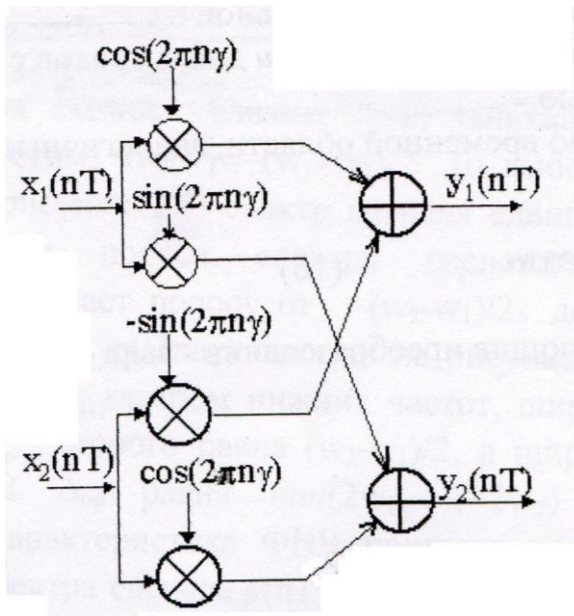


Рис. 7.4. Структурная схема переноса спектра комплексного сигнала

7.2. Формирование сигнала с однополосной модуляцией

Формирование сигнала с однополосной модуляцией с использованием ФНЧ.

Рассматривается дискретный вещественный сигнал $x(nT)$ спектр которого в основной полосе нормированных частот $w \in [0; 0.5]$ занимает полосу $[w_1, w_2]$, причем $w_1 < w_2 < 0.5$. Схема формирования комплексного сигнала $y(nT)$ с ОМ показана на рисунке 7.6,а модуль спектра исходного сигнала - на рис. 7.6,б.

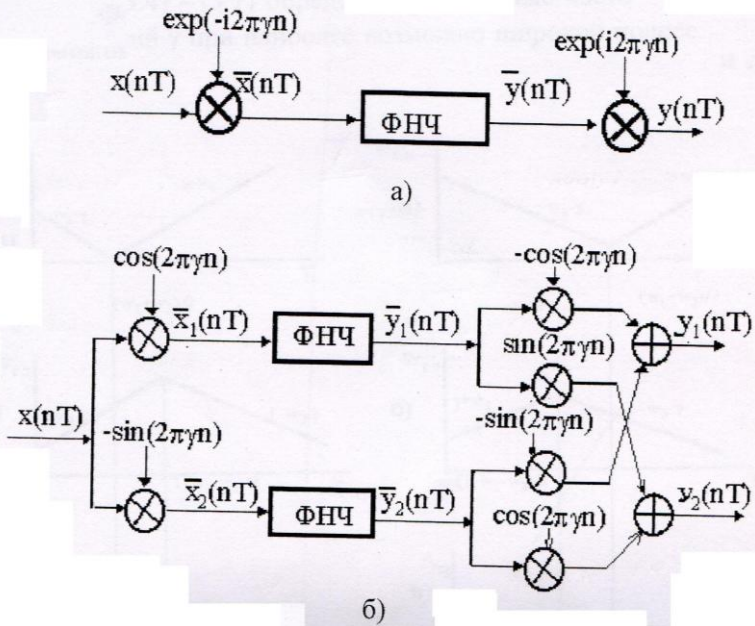


Рис. 7.5. Схема формирования комплексного сигнала с ОМ

Принцип работы схемы /14/. Сигнал $x(nT)$ умножается на дискретную экспоненту $e^{2m\gamma}$. Допустим, что $\gamma = -(w_1 + w_2)/2$ (о выборе величины γ см. ниже). При этом (см. рис. 7.6) спектр сигнала сдвигается на величину γ влево, верхняя боковая полоса спектра располагается симметрично относительно $w=0$ и занимает полосу от $-(w_2 - w_1)/2$ до $(w_2 - w_1)/2$. Модуль спектра сигнала $\bar{x}(nT) = x(nT) \exp(i2\pi n\gamma)$ показан на рис. 7.6,б. Далее правая боковая полоса выделяется фильтром нижних частот, ширина нормированной полосы пропускания Δ_n которого равна $(w_2 - w_1)/2$, а ширина нормированной промежуточной полосы Δ_{np} равна $\min(2w_1, 1 - 2w_2)$. Идеализированная амплитудно-частотная характеристика ФНЧ показана на рис. 7.6,в (при

$2w_1 < 1 - 2w_2$), а модуль спектра сигнала $y(nT)$ на выходе ФНЧ - на рис. 7.6,г. Обратный сдвиг верхней боковой полосы спектра в область частот $w \in [0; 0.5]$ осуществляется умножением сигнала $y(nT)$ на дискретную экспоненту $e^{2m\gamma}$ (рис. 7.6,д).

Поскольку сигналы $\bar{x}(nT)$, $y(nT)$ и $y(nT)$ являются комплексными, их обработка осуществляется "комплексной" схемой, в которой существуют отдельные ветви для обработки вещественной $\bar{x}_1(nT)$ и мнимой $\bar{x}_2(nT)$ составляющих сигнала $\bar{x}(nT)$.

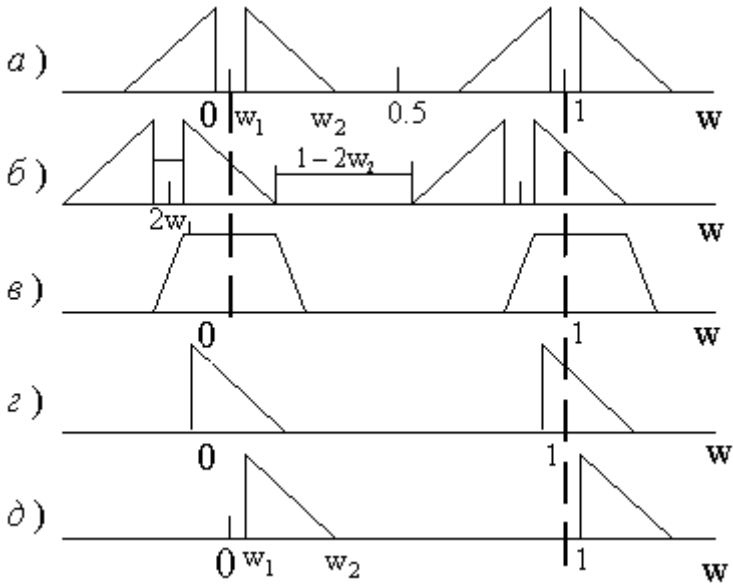


Рис. 7.6. Преобразование спектра при формировании однополосного сигнала

В ы б о р в е л и ч и н ы γ . Коэффициент γ определяет сдвиг спектра и, следовательно, параметры ФНЧ, формирующего сигнал с ОМ. Поскольку АЧХ вещественного ФНЧ симметрична относительно частоты $w=0$ (рис.7.6,в),

граничные частоты полосы пропускания $w_{\text{ГП}}$ и полосы задерживания $w_{\text{ГЗ}}$ должны удовлетворять условиям:

$$w_{\text{ГП}} \geq \max(\gamma - w_1, w_2 - \gamma); \quad (7.4)$$

$$w_{\text{ГЗ}} \geq \min(\gamma + w_1, w_2 + \gamma). \quad (7.5)$$

Графики функций $w_{\text{ГП}}(\gamma)$ и $w_{\text{ГЗ}}(\gamma)$ изображены на рис. 7.7,а и б (для случая $w_1 + w_2 < 0.5$) и на рис. 7.8,а и б (для случая $w_1 + w_2 > 0.5$). Для того, чтобы ФНЧ был возможно проще, промежуточная полоса $\Delta_{\text{нр}} = w_{\text{ГЗ}} - w_{\text{ГП}}$ должна быть как можно больше.

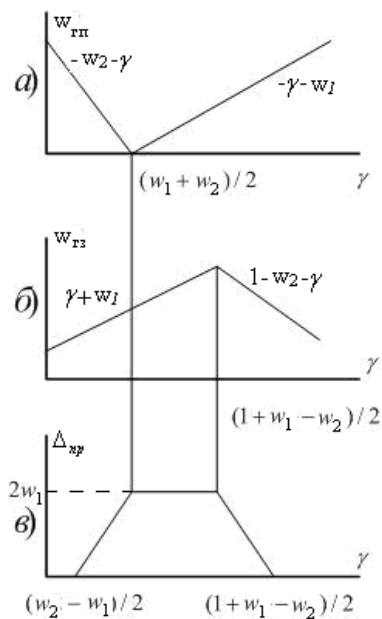


Рис. 7.7

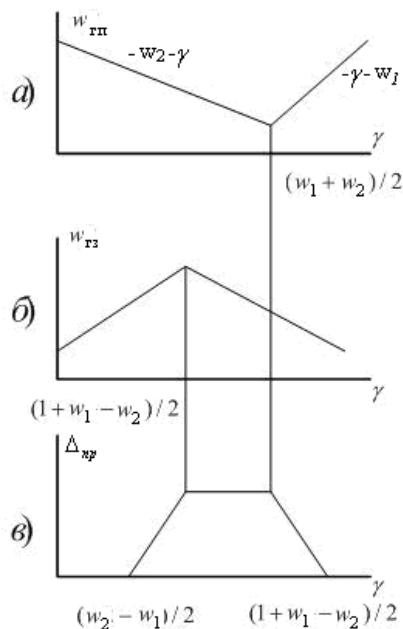


Рис.7.8

На рис. 7.7,в и 7.8,в изображены графики $\Delta_{\text{нр}}(\gamma)$, построенные как разность функций $w_{\text{ГП}}(\gamma)$ и $w_{\text{ГЗ}}(\gamma)$ (при $w_{\text{ГЗ}}(\gamma)$

$\geq w_{\text{гп}}(\gamma)$). Из рис. 7.7,в и 7.8,в видно, что при $w_1 + w_2 < 0.5$ величина Δ_{np} имеет максимальное значение $\Delta_{\text{np}} > 2w_1$ если,

$$(w_1 + w_2)/2 \leq \gamma \leq (1 - w_1 - w_2)/2; \quad (7.6)$$

при $w_1 + w_2 > 0.5$ величина $\Delta_{\text{np}} = 1 - 2w_2$, если

$$(1 - w_1 - w_2)/2 \leq \gamma \leq (w_1 + w_2)/2; \quad (7.7)$$

при $w_1 + w_2 = 0.5$ величина $\Delta_{\text{np}} = 2w_1$, если $\gamma = 0.25$.

Формулы (7.4) - (7.7) определяют граничные частоты ФНЧ и диапазон возможных значений γ при наиболее возможно широкой полосе используемого ФНЧ.

Формирование ОМ сигнала канала тональных частот с использованием ФНЧ. Спектр сигнала стандартного канала тональных частот расположен в диапазоне частот 0,3...3,4 кГц, частота дискретизации $f_d = 8$ кГц. Нормированные частоты спектра сигнала ТЧ $w_1 = 0,3/8 = 0,0375$; $w_2 = 3,4/8 = 0,425$.

Формирование прямого спектра. В этом случае $w_1 = 0,0375$; $w_2 = 0,425$ и $w_1 + w_2 < 0.5$. Частоты $w_{\text{гп}}$ и $w_{\text{гз}}$ определяются из (7.4) и (7.5) соответственно, а величина γ из (7.6): $0,23125 \leq \gamma \leq 0,26875$. Однако помимо условия (7.6) при выборе значения γ необходимо учитывать сложность реализации умножителей в схеме (рис. 7.5,б). Операция умножения оказывается наиболее простой при $\gamma = 0.25$, поскольку функция $\cos(2\pi n\gamma)$ и $\sin(2\pi n\gamma)$ принимают в этом случае значения $\{1, 0, -1\}$. Поэтому целесообразно выбирать $\gamma = 0.25$ и $w_{\text{гп}} = \max(0.25 - 0.375; 0.425 - 0.25) = 0.2125$ и $w_{\text{гз}} = \min(0.25 + 0.375; 1 - 0.4625 - 0.25) = 0.2875$

Формирование инверсного спектра. В этом случае перед обработкой сигнала с помощью схемы (рис. 7.5,б) осуществляется инверсия спектра сигнала ТЧ по правилу (7.3). Следовательно, спектр сигнала располагается в диапазоне от $w_1 = 0.6/8 = 0.075$ до $w_2 = 3.7/8 = 0.4625$ и $w_1 + w_2 > 0.5$. Значения γ

определяется из (7.7): $0,23125 \leq \gamma \leq 0,26875$. Целесообразно выбирать $\gamma = 0,25$ и $w_{ГП} = \max(0,25 - 0,075; 0,4625 - 0,25) = 0,2125$ и $w_{ГЗ} = \min(0,25 + 0,075; 1 - 0,4625 - 0,25) = 0,2875$.

Таким образом при формировании инверсного спектра сигнала ТЧ с ОМ можно использовать ФНЧ с теми же параметрами, что и при формировании прямого спектра $w_{ГП} = 0,2125$; $w_{ГЗ} = 0,2875$ при $\gamma = 0,25$.

Ниже приводится таблица коэффициентов цифровых фильтров, используемых в схеме формирования сигнала ТЧ с ОМ (рис. 7.5,б).

В табл. 7.1 приведены значения гарантированного затухания в полосе задержания a_0 рабочего затухания в полосе пропускания Δ_a и порядка фильтра N.

Таблица 7.1

a ₀ , дБ	Δ _a , дБ	РЦФ типа			
		Т		С	
		N	Номер табл.	N	Номер табл.
40	0,6	6	7,2	4	7,16
	0,1	7	7,3	5	7,17
	0,05	8	7,4	5	7,18
50	1	7	7,5	5	7,19
	0,1	8	7,6	6	7,20
	0,05	9	7,7	6	7,21
60	1	8	7,8	6	7,22
	0,1	9	7,9	6	7,23
	0,05	10	7,10	7	7,24
70	1	9	7,11	6	7,25
	0,2	10	7,12	7	7,26
	0,05	11	7,13	7	7,27
75	0,4	10	7,14	7	7,28
	0,05	11	7,15	8	7,29

7.2.1. Выбор фильтров для цифрового формирователя сигналов с одной боковой полосой

Методика выбора параметров цифровых фильтров (ЦФ) для формирователя ОМ сигнала обусловлена структурной схемой и набором требуемых выходных характеристик.

Ограничимся широко распространенной структурой многоступенчатой обработки, когда на 1-й ступени формируется цифровой ОМ сигнал при низкой частоте дискретизации. $f_d=1/T$, а на последующих ступенях повышается частота дискретизации, осуществляется дополнительная фильтрация и сдвиг сформированного спектра в рабочую полосу частот.

Согласно структуре двухступенчатого формирователя сигнала с одной боковой полосой (рис. 7.9) для формирования первичного цифрового сигнала $w(nT)$ используется ЦФ нижних частот $H_1(Z)$.

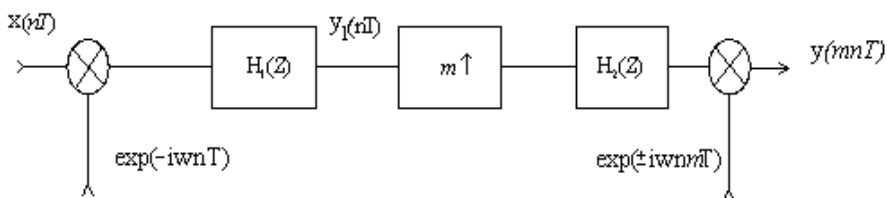


Рис. 7.9. Структурная схема двухступенчатого формирователя

Синтез таких фильтров существенно проще, чем полосовых, однако для их применения требуется предварительное преобразование входного цифрового сигнала,

а именно сдвиг его влево на величину w выбираемую из диапазона:

$$(w_1+w_2)/2 \leq w \leq (\pi T-w_1-w_2)/2, \quad (7.8)$$

где w_1 и w_2 - верхняя и нижняя границы частотного диапазона исходного аналогового сигнала, причем w_1+w_2 меньше половины частоты дискретизации.

В цифровой области перенос спектра осуществляется умножением исходной числовой последовательности $x(nT)$ на дискретную экспоненту $\exp(-iwnT)$ (рис. 7.9). Заметим, что после осуществления операции сдвига вещественный сигнал $x(nT)$ становится комплексным.

На втором этапе для перемещения в рабочий диапазон частот спектра первичного цифрового ОМ сигнала $y_1(nT)$ простого умножения на дискретную экспоненту недостаточно из-за периодичности спектра цифровой последовательности. Предварительно следует исключить «лишние» периодические спектральные составляющие в диапазоне между постоянной и рабочей частотами. Для этого служит ЦФ нижних частот $H_2(Z)$, работающий при частоте дискретизации, в m раз большей, чем фильтр 1-ой ступени. Число m подбирается таким образом, чтобы спектральные составляющие результирующего цифрового сигнала $y(nmT)$ сгруппировались на краях рабочего диапазона частот. Внутри рабочего диапазона перемещение спектра выходного сигнала можно осуществлять умножением на дискретную экспоненту $\exp(-iwnmT)$.

Сложность второго этапа в том, что требуется увеличить частоту дискретизации первичного цифрового сигнала в m раз. Существует много методов увеличения частоты увеличения частоты дискретизации, отличающихся точностью предсказания промежуточных отчетов. Наиболее просто этот процесс осуществляется на основе ввода дополнительных $m-1$ ненулевых отчетов после каждого информационного значения, что и будет использовано в дальнейшем.

Качество работы формирователя ОМ сигнала обычно характеризуют величиной отношения мощности полезного сигнала к мощности комбинационных частот и неравномерностью его АЧХ (маской неравномерности АЧХ). Задавшись структурой и ограничившись данным перечнем требуемых выходных параметров формирователя, можно приступить к его изучению.

Анализ работы рассматриваемого формирователя будем проводить при гармоническом испытательном воздействии с частотами сигналов f_{c1} и f_{c2} . Выбор гармонических испытательных сигналов обусловлен тем, что отношение комплексных амплитуд дискретных гармонических испытательных сигналов обусловлен тем, что отношение комплексных амплитуд дискретных гармонических сигналов частоты ω на выходе и входе ЦФ совпадает со значением его частотной характеристики на той же частоте. Отсюда такие частотные характеристики ЦФ, как величина подавления в полосе задерживания α , могут учитываться и во временной области подбором частот испытательных сигналов.

Пусть на вход цифрового формирователя ОМ сигнала поступает двухтональный гармонический сигнал:

$$x(t) = A(\sin(2\pi f_{c1}t) + \sin(2\pi f_{c2}t)). \quad (7.9)$$

После дискретизации с частотой f_{d1} аналогового воздействия $x(t)$ будет сформирована цифровая последовательность:

$$x(nT) = A(\sin(2\pi f_{c1}t / f_{d1}) + \sin(2\pi f_{c2}t / f_{d1})), \quad (7.10)$$

где $f_d = 1/T$ - частота дискретизации, используемая на 1-ой ступени обработки.

При синтезе ЦФ обычно используется параметр f_d или f/f_d . Согласно выбранной структуре (рис. 7.9) спектр цифрового сигнала сдвигается на величину $f_{d1}/4$ и обрабатывается ЦФ

$H_1(Z)$, частотные свойства которой учитываются во временной области с помощью соотношения $W(nT) = W_c(nT) + \alpha_1 W_p(nT)$, где $W_c(nT)$ - составляющая выходного сигнала, соответствующая полосе пропускания, а $\alpha_1 W_p(nT)$ - полосе задерживания; α_1 - величина подавления в полосе задерживания.

На выходе ЦФ цифровая последовательность $x(nT)$ превращается в цифровой сигнал:

$$W(nT) = (A/2)\exp(i2\pi n(f_{c1}-f_{d1})/f_{d1}) + \exp(i2\pi n(f_{c2}-f_{d1})/f_{d1}) + (A/2)\exp(-i2\pi n(f_{c1}-f_{d1})/f_{d1}) + \exp(-i2\pi n(f_{c1}-f_{d1})/f_{d1}). \quad (7.11)$$

Процесс увеличения частоты дискретизации в m раз на выходе ЦФ можно учесть с помощью соотношения:

$$\begin{aligned} q(nmT) = & \frac{A}{2m} \exp(i2\pi n(f_{c1} - f_{d1}/4)/f_{d2}) + \exp(-i2\pi n(f_{c2} - f_{d1}/4)/f_{d2}) + \\ & + \sum_{s=1}^{m-1} \exp(i2\pi n((f_{c1} - f_{d1})/(4 + sf_{d1}))/f_{d2}) + \exp(i2\pi n((f_{c2} - f_{d1})/(4 + sf_{d1}))/f_{d2})) + \\ & + \alpha_1 \frac{A}{2m} \sum_{s=1}^{m-1} \exp(-i2\pi n((f_{c1} - f_{d1})/(4 + sf_{d1}))/f_{d2}) + \exp(-i2\pi n((f_{c2} - f_{d1})/(4 + sf_{d1}))/f_{d2})) \end{aligned} \quad (7.12)$$

где $f_{d2} = 1/(mT)$ - частота дискретизации второй степени преобразования.

Далее цифровая последовательность $q(nmT)$ обрабатывается ЦФ $H_2(Z)$ (рис. 7.9.) с величиной подавления в полосе задерживания α_2 . Учитывая описанные выше свойства гармонического испытательного сигнала, представим сигнал на выходе 2-го ЦФ, отбрасывая слагаемые с весовыми коэффициентами более высокого порядка чем α_1 и α_2 , в виде

$$y(mnT) = y_c(mnT) + \alpha_1 y_{p1}(mnT) + \alpha_2 y_{p2}(mnT), \quad (7.13)$$

где $y_c(mnT)$ - составляющие выходного сигнала, попадающие в полосу прозрачности фильтров $H_1(Z)$ и $H_2(Z)$;

$y_{p1}(mnT)$ - составляющие выходного сигнала, попадающие в полосу задерживания фильтра $H_1(Z)$;

$y_{p2}(mnT)$ - составляющие выходного сигнала фильтра, попадающие в полосу прозрачности фильтра $H_1(Z)$ и полосу задерживания фильтра $H_2(Z)$.

С учетом (7.6) получим:

$$\begin{aligned}
 y(mnT) = & \frac{A}{2m} \exp(i2\pi m(f_{c1} - f_{o1}/4)/f_{o2}) + \exp(-i2\pi m(f_{c2} - f_{o1}/4)/f_{o2}) + \\
 & + \alpha_2 \frac{A}{2m} \sum_{s=1}^{m-1} \exp(i2\pi m((f_{c1} - f_{o1})/(4 + sf_{o1}))/f_{o2}) + \exp(i2\pi m((f_{c2} - f_{o1})/(4 + sf_{o1}))/f_{o2}) + \\
 & + \alpha_1 \frac{A}{2m} (\exp(-i2\pi m((f_{c1} - f_{o1})/4)/f_{o2}) + \exp(-i2\pi m((f_{c2} - f_{o1})/4)/f_{o2})). \quad (7.14)
 \end{aligned}$$

Согласно (7.14) мощность полезного сигнала на выходе цифрового формирователя связана с мощностью комбинационных частот соотношением. Отсюда отношение мощности полезного сигнала к мощности внеполосных составляющих спектра на выходе формирователя ОМ сигнала

$$S / N = 10 \lg(P_c / P_s) = 10(1/(\alpha^2_1 + \alpha^2_2(m-1))). \quad (7.15)$$

Параметр m — постоянная величина и получить требуемое значение выходного отношения сигнал/шум согласно (7.15) можно только подбором значений коэффициентов подавления фильтров $H_1(z)$ и $H_2(z)$.

Если временные методы анализа позволили оценить сигнал/шум на выходе цифрового формирователя, то оценка неравномерности его АЧХ требует перехода к частотным методам анализа.

Известно, что структура цифрового формирователя, представленная выше, может быть описана операторным уравнением

$$Y(z) = H_1(z^m)H_2(z) X(z^m) \exp(i\pi m/2), \quad (7.16)$$

где $Y(z)$, $X(z)$ - преобразование временной последовательности $y(nT)$ и $x(nT)$ соответственно. Отсюда передаточная функция цифрового формирователя имеет

$$H(z) = H_2(z) - H_1(z^m \exp(-i2\pi f_c / f_{d1})). \quad (7.17)$$

В соответствии с (7.15) неравномерность амплитудной и фазовой характеристик формирователя на частоте f / f_{d2} складывается из неравномерности частотной характеристики фильтра 2-й степени на частоте f / f_{d2} и неравномерности АЧХ фильтра 1-й степени на частоте f / f_{d1}

При оценке на наихудший случай можно воспользоваться неравенством

$$\max|\beta(f)| \leq \max|\beta_1(f)| + \max|\beta_2(f)|, \quad (7.18)$$

где β , β_1 , β_2 - неравномерности АЧХ формирователя и фильтров соответственно.

Для иллюстрации применения соотношений (7.15) и (7.18) рассмотрим построение цифрового формирователя для речевого сигнала с одной боковой полосой. Неравномерность АЧХ формирователя должна находиться в пределах 2,5...-0,5 дБ в зависимости от частоты формируемого сигнала, а отношение мощности полезного сигнала к мощности комбинационных частот на выходе устройства должно быть не менее 50 дБ. Для заданных числовых данных (7.18) трансформируется в соотношения

$$\alpha^2_1 + \alpha^2_2(m-1) \leq 10^{-5}. \quad (7.19)$$

Из опыта синтеза ЦФ известно, что построение ЦФ 1-й степени с относительно низкой частотой дискретизации существенно сложнее, чем узкополосного ЦФ 2-й степени, работающего на частоте дискретизации в t раз большей (ширина полосы прозрачности у фильтров одинаковая). Отсюда

предполагается дополнительное соотношение между значениями коэффициентов подавления первого и второго ЦФ:

$$\alpha^2_1(m-1) = \alpha^2_2. \quad (7.20)$$

Задавшись в соответствии с теоремой Котельникова кратными частотами дискретизации $f_{д1}=8$ кГц и $f_{д2}=112$ кГц, т.е. $m=14$, получим согласно (7.19) и (7.20) $\alpha_1=53$ дБ и $\alpha_2=64$ дБ.

Синтезированный на основе алгоритма Ремеза ЦФ 1-ой ступени обеспечивает реальный коэффициент подавления -56 дБ, а для второго реального фильтра удалось получить коэффициент подавления в полосе задерживания -65 дБ. На ЭВМ построена модель описанной выше структуры с использованием рассчитанных реальных ЦФ и определены ее выходные характеристики для выходных гармонических сигналов $f_{с1}=500$ Гц и $f_{с2}=1500$ Гц. Составляющие выходного сигнала, попадающие в различные участки спектра, определены на основе дискретного преобразования Фурье на 448 точек с шагом 250 Гц.

По результатам моделирования при использовании реальных ЦФ удается достигнуть на выходе формирователя отношения сигнал-шум -49 дБ для частот верхней части диапазона и -54 дБ для нижней границы. Сравнение с заданием (-50 дБ) позволяет сделать вывод о применимости данной методики на этапе эскизного проектирования при формулировании требований к фильтрам цифрового преобразователя сигнала с одной боковой полосой.

7.3. Формирование ОМ сигнала с использованием преобразования Гильберта

Схема формирования сигнала с ОМ с помощью преобразования Гильберта приведена на рис. 7.10.

Вещественная составляющая $u_1(nT)$ представляет собой входной сигнал $u_1(nT) = x(nT)$, а мнимая составляющая $u_2(nT)$

вычисляется с помощью фильтра, идеализированная частотная характеристика которого определяется соотношением

$$H(e^{i2\pi w}) = \begin{cases} -i, & \text{при } w \in [0, 0.5], \\ i, & \text{при } w \in [0.5, 1]. \end{cases} \quad (7.21)$$

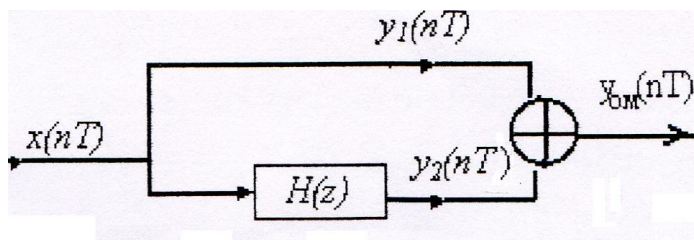


Рис. 7.10. Схема формирования сигнала с ОМ с помощью преобразования Гильберта.

С помощью (7.21) формируется сигнал, сопряженный по Гильберта. Его спектр относительно исходного на положительных частотах сдвинут по фазе на -90° , а на отрицательных частотах — на $+90^\circ$. Поэтому при суммировании сигналов $y_1(nT)$ и $y_2(nT)$ составляющие на отрицательных частотах взаимно уничтожаются, а на положительных удваиваются.

7.4. Цифровое формирование сигналов с угловой модуляцией

Цифровые генераторы выборок синусоидальных колебаний. Основной узел формирования ЧМ колебаний - генератор выборок синусоидальных колебаний, частота которого может изменяться под воздействием управляющего сигнала.

Одним из вариантов построения такого генератора является применение рекурсивного звена второго порядка без

потерь с полюсами, лежащими на окружности единичного радиуса в 2-плоскости. Схема такого генератора приведена на рис. 7.11. Коэффициент a_1 задает частоту генерируемых колебаний.

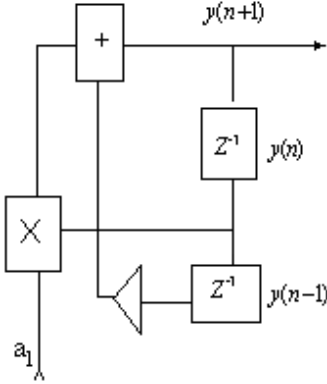


Рис. 7.11

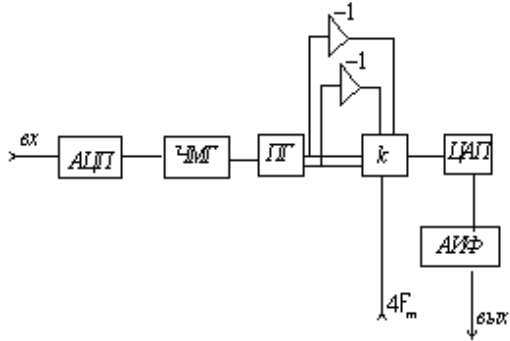


Рис. 7.12

$$\Omega_r = F_d \arccos(a_1/2), \quad (7.22)$$

где $F_d = 1/T_d$, $|a_1| < 2$ - коэффициент; $Y(0)$, $Y(-1)$ - начальные условия, задающие амплитуду автоколебаний A . Определим начальную связь между начальными условиями и A_r , для чего положим $y(0)=0$. Тогда в тактах 1 и 2 получим значения выборок из разностного уравнения генератора

$$y(n+1) = a_1 y(n) - y(n-1), \quad (7.23)$$

где $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ - номер выборки.

Тогда: $n = 0$, $y(1) = A_r$, $\cos(\varphi) \geq -y(-1)$; $n = 1$, $y(2) = A_r$, $\cos(\varphi - \Omega_d T_d) = y(1)a_1 = -a_1 y(A)$.

Таким образом для формирования колебаний с амплитудой A_r необходимо задать начальные условия $y(0)=0$, $y(-1)=A_r[1 - (a_1/2)^2]^{1/2}$.

Модуляционная характеристика не линейна, для ее линеаризации введем функциональное преобразование коэф-

коэффициента, задающего частоту генератора, например $a = \sin(a_1/2)$.

Тогда $\Omega_T = F_d \arccos(a) = F_d (\pi/2 - \arcsin(\sin(a_1/2))) = F_d(\pi/2 - a_1/2)$ линейно зависит от a_1 . В первом приближении $A = \sin(a_1/2) = a_1/2 - a_1^3/12 + a_1^5/240$.

Другим вариантом построения генератора выборок синусоидальных колебаний является применение генератора пилообразных колебаний, работающего по алгоритму

$$y(n+1) = |a+y(n)| - 0.5; |y_{\max}| = 1. \quad (7.24)$$

Для получения из $y(n+1)$ выборок синусоидального колебания необходимо выполнить функциональное преобразование $y_1(n+1)=\sin(y(n+1))$ о котором сказано выше. Так как модуляционная характеристика линейна, в таком генераторе не нужна начальная установка условий. Но из-за приближенного преобразования $\sin(y(n+1))$ в спектре колебания присутствуют высшие гармоники.

Формирование ЧМ колебаний. Описанные генераторы позволяют формировать выборки генерируемых ЧМ колебаний со средней частотой в интервале $0 \dots F_d/2$. Для переноса спектра в более высокочастотный диапазон можно применить цифровой преобразователь частоты с подавлением зеркального канала. Для этого необходимо из выборок ЧМ сигнала сформировать с помощью преобразователя Гильберта (ПГ) две квадратурные последовательности выборок из сигнала: синусную $s(n)$ и косинусную $c(n)$. Если теперь коммутировать их и их инверсные значения в последовательности $+c(n)$, $-s(n)$, $-c(n)$, $+s(n)$ с тактовой частотой $4f_T$, то средняя частота спектра выборок ЧМ сигнала будет

7.5. Вопросы для самопроверки и контроля

1. Назовите особенности формирования ОМ сигнала цифровым методом?

2. Нарисуйте структурную схему цифрового формирователя ОМ сигнала, построенного по фильтровому методу. Поясните принцип работы схемы.

3. В чем особенности цифрового формирования ОМ сигнала по фильтровому методу?

4. Какие особенности цифрового формирования ОМ сигнала перед аналоговым при фазокомпенсационном методе формирования ОМ?

5. Нарисуйте схему цифрового частотного модулятора. Поясните принцип её работы.

6. Как выбрать параметры цифрового частотного модулятора с использованием параметров модулирующего сигнала?

7. Нарисуйте временную зависимость последовательности импульсов на входе цифрового фильтра формирователя ЧМ сигнала.

8. Нарисуйте спектр сигнала на выходе цифрового формирователя ЧМ сигнала.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе приведен материал, посвященный краткому изложению основ обобщенной спектральной теории для непрерывных сигналов с ограниченным спектром, основные характеристики аналоговых видов модуляции: амплитудной, однополосной и угловой. Приведены основные уравнения поясняющие сущность рассматриваемых видов модуляции, модуляционные характеристики модуляторов, по которым определяются качественные показатели модуляторов: уровень нелинейных и линейных искажений и соотношения для оценки технических параметров модуляторов.

Рассмотрены вопросы построения модуляторов: приведены структурные, эквивалентные и принципиальные схемы модуляторов различных видов, выполненных как на аналоговой элементной базе, а также структурные схемы и их реализация цифровыми методами.

Дается сравнительная оценка по помехозащищенности радиосигналов с амплитудной, однополосной и частотной модуляции, частотной фазовой. Приводятся особенности схемотехнического выполнения функциональных узлов приводимых схем и требования к ним, к элементам структурных и принципиальных схем модуляторов, построенных на основе изложенных методов. Отражены и вопросы технической реализации модуляторов.

Приложение 1

Таблица П1.1

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.5594048E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.7041643E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	4.0762058E-01
B0	B1	B2	
1.0000000E-00	-4.237719E-01	8.6715575E-01	
1.0000000E-00	-7.617966E-01	6.2230216E-01	
1.0000000E-00	-1.191320E-00	4.3223434E-01	

Таблица П1.2

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.4314556E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.3803561E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.5707923E-01
1.0000000E-00	1.0000000E-00	0.0000000E-00	6.0780387E-01
B0	B1	B2	
1.0000000E-00	-3.545521E-01	8.5402407E-01	
1.0000000E-00	-5.786118E-01	5.9707529E-01	
1.0000000E-00	-9.133014E-01	3.8495553E-01	
1.0000000E-00	-5.419861E-01	0.0000000E-00	

Таблица П1.3

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.4532511E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.3702552E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.5135351E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.6803080E-01
B0	B1	B2	
1.0000000E-00	-3.504027E-01	8.7220162E-01	
1.0000000E-00	25.24378E-01	6.4480798E-01	
1.0000000E-00	-8.155848E-01	4.4581868E-01	
1.0000000E-00	-1.053474E-01	3.1526968E-01	

Таблица П1.4

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.6795702E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.8648203E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	4.3308038E-01

1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.7847021E-01
B0	B1	B2	
1.0000000E-00	-4.536079E-01	9.1466145E-01	
1.0000000E-00	-7.386529E-01	7.4884834E-01	
1.0000000E-00	-1.194103E-01	5.9331728E-01	
1.0000000E-00	-7.212651E-01	0.0000000E-00	

Таблица П1.5

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.5200426E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.4840801E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.6804426E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.8899942E-01
B0	B1	B2	
1.0000000E-00	-3.798652E-01	8.8572795E-01	
1.0000000E-00	-5.645413E-01	6.7790539E-01	
1.0000000E-00	-8.780477E-01	4.9078312E-01	
1.0000000E-00	-1.138565E-01	3.6513812E-01	

Таблица П1.6

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.5285105E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.4625031E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.6042223E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.8109023E-01
1.0000000E-00	1.0000000E-00	0.000000E-00	6.2528311E-01
B0	B1	B2	
1.0000000E-00	-3.738817E-01	8.9716159E-01	
1.0000000E-00	-5.191312E-01	7.0942798E-01	
1.0000000E-00	-7.831768E-01	5.3659663E-01	
1.0000000E-00	-1.053843E-00	3.9895454E-01	
1.0000000E-00	-5,863359E-00	0.0000000E-00	

Таблица П1.7

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.7146792E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.8676737E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	4.2946956E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	4.7040409E-01

B0	B1	B2
1.0000000E-00	-4.568504E-01	9.4301602E-01
1.0000000E-00	-6.849834E-01	8.0435432E-01
1.0000000E-00	-1.089312E-01	6.7486760E-01
1.0000000E-00	-1.447720E-01	5.7992532E-01

Таблица П1.8

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.5826359E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.5563378E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.7437705E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.9954295E-01
1.0000000E-00	1.0000000E-00	0.0000000E-00	6.4145696E-01

B0	B1	B2
1.0000000E-00	-3.975669E-01	9.0831296E-01
1.0000000E-00	-5.510181E-01	7.3793562E-01
1.0000000E-00	-8.322572E-01	5.7773313E-01
1.0000000E-00	-1.124887E-01	4.4667123E-01
1.0000000E-00	-6.273633E-01	0.0000000E-00

Таблица П1.9

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	1.0000000E-00	1.0000000E-00	1.0000000E-00
1.0000000E-00	1.0000000E-00	1.0000000E-00	1.0000000E-00
1.0000000E-00	1.0000000E-00	1.0000000E-00	1.0000000E-00
1.0000000E-00	1.0000000E-00	1.0000000E-00	1.0000000E-00
1.0000000E-00	1.0000000E-00	1.0000000E-00	1.0000000E-00

B0	B1	B2
1.0000000E-00	-4.590287E-01	9.4751021E-01
1.0000000E-00	-6.446242E-01	8.4372379E-01
1.0000000E-00	-9.930382E-01	7.3728253E-01
1.0000000E-00	-1.376363E-01	6.4355474E-01
1.0000000E-00	-7.768201E-01	0.0000000E-00

Таблица П1.10

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.7390294E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.8661359E-01

1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	4.2421812E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	4.6920348E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	7.0036822E-01
B0	B1	B2	
1.0000000E-00	-4.590287E-01	9.4751021E-01	
1.0000000E-00	-6.446242E-01	8.4372379E-01	
1.0000000E-00	-9.930382E-01	7.3728253E-01	
1.0000000E-00	-1.376363E-01	6.4355474E-01	
1.0000000E-00	-7.768201E-01	0.0000000E-00	

Таблица П1.11

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.6702916E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.6861591E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.9009311E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	4.2112244E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	4.4480486E-01
B0	B1	B2	
1.0000000E-00	-4.278676E-01	9.3442977E-01	
1.0000000E-00	-5.636249E-01	8.0888513E-01	
1.0000000E-00	-8.257553E-01	6.8498804E-01	
1.0000000E-00	-1.138968E-01	5.7148804E-01	
1.0000000E-00	-1.364604E-01	4.9827799E-01	

Таблица П1.12

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.6253301E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.5810383E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.7041511E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.9245721E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	4.1393369E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	6.5037643E-01
B0	B1	B2	
1.0000000E-00	-4.038004E-01	9.2955858E-01	
1.0000000E-00	-5.079571E-01	7.9689459E-01	
1.0000000E-00	-7.152753E-01	6.6881681E-01	
1.0000000E-00	-1.206441E-01	4.5774579E-01	

1.0000000E-00	-67.49991E-01	0.0000000E-00	1.0000000E-00
---------------	---------------	---------------	---------------

Таблица П1.13

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.7093971E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.7630591E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	4.0326166E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	4.3860971E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	4.6623925E-01

B0	B1	B2	
1.0000000E-00	-4.433158E-01	9.4415091E-01	
1.0000000E-00	-5.864301E-01	8.3557489E-01	
1.0000000E-00	-6.635374E-01	7.2616940E-01	
1.0000000E-00	-1.199140E-01	6.2386869E-01	
1.0000000E-00	-1.444049E-01	5.5679041E-01	

Таблица П1.14

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.6253301E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.5810383E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.7041541E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	3.9245721E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	4.1393369E-01
1.0000000E-00	2.0000000E-00	1.0000000E-00	6.5037643E-01

B0	B1	B2	
1.0000000E-00	-4.038004E-01	9.2955851E-01	
1.0000000E-00	-5.079571E-01	7.9689452E-01	
1.0000000E-00	-7.152753E-01	6.6881686E-01	
1.0000000E-00	-9.762234E-01	5.4923564E-01	
1.0000000E-00	-1.206441E-01	4.5774579E-01	
1.0000000E-00	-6.499918E-01	0.0000000E-01	

Таблица П1.15

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	1.5998088E-01	1.0000000E-00	5.1557001E-01
1.0000000E-00	5.8369268E-01	1.0000000E-00	1.5261379E-01

B0	B1	B2	
1.0000000E-00	-7.616132E-01	3.0165629E-01	

1.0000000E-00 -3.802467E-01 7.8123358E-01

Таблица П1.16

A0 A1 A2

1.0000000E-00 1.2004373E-00 1.0000000E-00 2.3463003E-00

1.0000000E-00 5.4088183E-01 1.0000000E-00 1.4343861E-00

1.0000000E-00 1.0000000E-00 0.0000000E-00 5.2682239E-01

B0 B1 B2

1.0000000E-00 -4.995158E-01 3.7649818E-01

1.0000000E-00 -2.941139E-01 7.9882476E-01

1.0000000E-00 -3.365377E-01 0.0000000E-00

Таблица П1.17

A0 A1 A2

1.0000000E-00 1.2004373E-00 1.0000000E-00 2.1792295E-00

1.0000000E-00 5.4088183E-01 1.0000000E-00 1.3874184E-00

1.0000000E-00 1.0000000E-00 0.0000000E-00 4.9983291E-00

B0 B1 B2

1.0000000E-00 -4.023257E-01 3.4010464E-01

1.0000000E-00 -2.412077E-01 7.8319966E-01

1.0000000E-00 -2.680659E-01 0.0000000E-00

Таблица П1.18

A0 A1 A2

1.0000000E-00 1.2004373E-00 1.0000000E-00 2.9868314E-00

1.0000000E-00 5.4088183E-01 1.0000000E-00 1.5862129E-00

1.0000000E-00 1.0000000E-00 0.0000000E-00 6.2585069E-01

B0 B1 B2

1.0000000E-00 -8.010427E-01 5.6661354E-01

1.0000000E-00 -5.346944E-01 8.7212936E-01

1.0000000E-00 -3.454576E-01 0.0000000E-00

Таблица П1.19

A0 A1 A2

1.0000000E-00 1.8027667E-00 1.0000000E-00 1.0316681E-01

1.0000000E-00 9.6633059E-01 1.0000000E-00 2.0036054E-00

1.0000000E-00 5.1798009E-01 1.0000000E-00 1.4826433E-00

B0 B1 B2

1.0000000E-00 -8.010427E-01 2.3775028E-01

1.0000000E-00	-5.346944E-01	5.3637115E-01
1.0000000E-00	-3.454576E-01	8.5184921E-01

Таблица ПІ.20

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	1.8027667E-00	1.0000000E-00	9.5148644E-00
1.0000000E-00	9.6633059E-01	1.0000000E-00	1.9038342E-00
1.0000000E-00	5.1798004E-01	1.0000000E-00	1.4470782E-00
B0	B1	B2	
1.0000000E-00	-6.895023E-01	1.8714541E-01	
1.0000000E-00	-4.672115E-01	5.0073266E-01	
1.0000000E-00	-3.066999E-01	8.3789891E-01	

Таблица ПІ.21

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	1.8027667E-00	1.0000000E-00	1.3508751E-01
1.0000000E-00	9.6633059E-01	1.0000000E-00	2.3648752E-00
1.0000000E-00	5.1798004E-01	1.0000000E-00	1.5927732E-00
B0	B1	B2	
1.0000000E-00	-1.201966E-00	4.6240894E-01	
1.0000000E-00	-7.475901E-01	6.9690911E-01	
1.0000000E-00	-4.509441E-01	9.0957769E-01	

Таблица ПІ.22

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	1.8027667E-00	1.0000000E-00	1.0316681E-01
1.0000000E-00	9.6633059E-01	1.0000000E-00	2.0036054E-00
1.0000000E-00	5.1798004E-01	1.0000000E-00	1.4286432E-00
B0	B1	B2	
1.0000000E-00	-8.010424E-01	2.3375028E-01	
1.0000000E-00	-5.346944E-01	5.3637115E-01	
1.0000000E-00	-3.454576E-01	8.5184922E-01	

Таблица ПІ.23

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	1.5043401E-00	1.0000000E-00	4.1809413E-00
1.0000000E-00	8.2679981E-01	1.0000000E-00	1.7955071E-00

1.0000000E-00	5.0429619E-01	1.0000000E-00	1.4862034E-00
1.0000000E-00	1.0000000E-00	0.0000000E-00	5.6680898E-01
B0	B1	B2	
1.0000000E-00	1.0000000E-00	3.3455207E-01	
1.0000000E-00	1.0000000E-00	6.1561152E-01	
1.0000000E-00	1.0000000E-00	8.7538033E-01	
1.0000000E-00	1.0000000E-00	0.0000000E-00	

Таблица П1.24

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	1.8027667E-00	1.0000000E-00	1.3508750E-01
1.0000000E-00	9.6633059E-01	1.0000000E-00	2.3648752E-01
1.0000000E-00	5.1798004E-01	1.0000000E-00	1.5927732E-01
B0	B1	B2	
1.0000000E-00	-1.201966E-00	4.6240894E-01	
1.0000000E-00	-7.475901E-01	6.9690910E-01	
1.0000000E-00	-4.509441E-01	9.0957769E-01	

Таблица П1.25

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	1.5043400E-00	1.0000000E-00	4.7260061E-00
1.0000000E-00	8.2679981E-01	1.0000000E-00	1.9341608E-00
1.0000000E-00	5.0249619E-01	1.0000000E-00	1.5403127E-00
1.0000000E-00	1.0000000E-00	1.0000000E-00	6.1033502E-01
B0	B1	B2	
1.0000000E-00	-9.091085E-01	4.3338333E-01	
1.0000000E-00	-5.865306E-01	6.8262718E-01	
1.0000000E-00	-4.039389E-01	8.9991264E-01	
1.0000000E-00	-5.484076E-01	0.0000000E-00	

Таблица П1.26

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	1.5043400E-00	1.0000000E-00	4.1809413E-01
1.0000000E-00	8.2679981E-01	1.0000000E-00	1.7955071E-01
1.0000000E-00	5.0249619E-01	1.0000000E-00	1.4862034E-01
1.0000000E-00	1.0000000E-00	1.0000000E-00	5.6680898E-01

B0	B1	B2
1.0000000E-00	-7.377730E-01	3.3455207E-01
1.0000000E-00	-4.908777E-01	6.1561152E-01
1.0000000E-00	-3.475398E-01	8.7538033E-01
1.0000000E-00	-4.379829E-01	0.0000000E-00

Таблица П1.27

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	1.5043400E-00	1.0000000E-00	5.0250544E-00
1.0000000E-00	8.2679981E-01	1.0000000E-00	2.0057310E-00
1.0000000E-00	5.0249619E-01	1.0000000E-00	1.5656371E-00
1.0000000E-00	1.0000000E-00	1.0000000E-00	6.3359748E-01

B0	B1	B2
1.0000000E-00	-9.970241E-01	4.9369401E-01
1.0000000E-00	-6.315622E-01	7.2156179E-01
1.0000000E-00	-4.281689E-01	9.1356051E-01
1.0000000E-00	-6.074239E-01	1.0000000E-01

Таблица П1.28

A0	A1	A2	
1.0000000E-00	1.8846914E-00	1.0000000E-00	1.9336239E-01
1.0000000E-00	1.2648001E-00	1.0000000E-00	2.9920353E-01
1.0000000E-00	7.3829470E-01	1.0000000E-00	1.7402303E-01
1.0000000E-00	4.9546434E-01	1.0000000E-00	1.5129922E-01

B0	B1	B2
1.0000000E-00	-9.512271E-01	2.7450701E-01
1.0000000E-00	-7.360959E-01	4.6364805E-01
1.0000000E-00	-4.982507E-01	6.9737274E-01
1.0000000E-00	-3.746460E-01	9.0170472E-01

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Генерирование колебаний и формирование радиосигналов: учеб. пособие для вузов / Л.А. Белов, В.М. Богачёв, Д.П. Царапкин и др.; под ред. В.Н. Кулешова и Н.Н. Удалова. – М.: Издат. Дом МЭИ, 2008.-422 с.
2. Радиопередающие устройства: учеб. пособие для вузов / В.В. Шахгильдян, В. Б. Козырев, А.А. Ляховкин и др.; под ред. В.В. Шахгильдяна.-М.: Радио и связь, 2003.-560 с.
3. Ворона В.А. Радиопередающие устройства. Основы теории и расчета: учеб. пособие для вузов / В.А. Ворона.- М.: Горячая линия – Телеком, 2007.-384 с.
4. Петров Б.Е. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах: учеб. пособие для вузов / Б.Е. Петров, В.А. Романюк. -М.: Высш. шк.,1989.-232 с.
5. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов / И.С. Гоноровский.-М.: Радио и связь,1986.-512 с.
6. Зюко А.Г. Теория передачи сигналов. / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, М.В. Назаров и др;-М: Радио и связь,2001.-368с.
7. ГОСТ 24375-80. Радиосвязь. Термины и определения.- М.: Изд-во стандартов,1980.-57 с.
8. Поляков В.Т. Радиолюбителям о технике прямого преобразования / В.Т. Поляков. -М.: Патриот, 1990.-264 с.
9. Бадалов А.Л. Нормы и параметры электромагнитной совместимости РЭС: справочник / А.Л. Бадалов, А.С. Михайлов.- М.: Радио и связь,1990.-272 с.
10. Альтшуллер Г.Б. Кварцевые генераторы: справ. Пособие / Г. Б. Альтшуллер, Н.Н. Елфимов, В. Г. Шакулин.-М.: Радио и связь, 1984.-232 с.
11. Алексеев О. В. Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ: учеб. пособие для вузов/ О.В.

Алексеев, А.А. Головков, А.Я. Дмитриев и др.; под ред. О.В. Алексеева.-М.: Радио и связь, 1987.-392 с.

12. Рэд Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: схемы, блоки, 50-омная техника: пер. с нем./ Э.Рэд.-М.: Мир,1990.- 256 с.

13. Пат. 2295825 Российская Федерации, МПК НОЗ С 3/22. Частотно-модулированный генератор /М.И. Бочаров; № 2005 131772/09;заявл.13.10.2005;опубл.20.03.2007,Бюл. № 8. 7с.

14. Гольденберг Л.М. Цифровая обработка сигналов: справочник / Л.М. Гольденберг, Б.Д. Матюшкин, М.Н. Поляк.- М.: Радио и связь, 1990.-272 с.

15. Тяжев А.И. Цифровое формирование и детектирование сигналов с угловой модуляцией и манипуляцией /А.И. Тяжев/ Радиотехника.-1987.-№7.-С. 45-48.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
1. Обобщенная спектральная характеристика сигналов	4
1.1. Ортогональные функции	5
1.2. Определение коэффициентов при базисных функциях	7
1.3. Ортогональное разложение для непрерывных сигналов с ограниченным спектром	8
1.4. Основы обобщённой спектральной теории сигналов	11
2. Математические модели сигналов	14
2.1. Узкополосные сигналы	14
2.2. Аналитические сигналы	15
2.3. Помеховые воздействия	18
3. Методы модуляции	20
4. Амплитудная модуляция	24
4.1. Энергетические соотношения при АМ	25
4.2. Модуляционные характеристики	26
4.3. Спектр АМ колебания при случайном модулирующем сигнале	29
4.4. Амплитудная модуляция в транзисторных каскадах	31
4.5. Вопросы для самопроверки и контроля	36
5. Однополосная модуляция	38
5.1. Фильтровой метод формирования однополосного сигнала	38
5.2. Фазокомпенсационный метод формирования однополосного сигнала	41
5.3. Фазофильтровой метод формирования однополосного сигнала	46
5.4. Особенности формирования однополосного сигнала	50
5.5. Балансные модуляторы	52
5.6. Вопросы для самопроверки и контроля	57

6. Угловая модуляция	59
6.1. Общие соотношения при угловой модуляции	59
6.2. Прямой метод осуществления ЧМ	65
6.3. Достоинства радиосвязи с угловой модуляцией	72
6.4. Сравнение с другими видами модуляции	74
6.5. Вопросы для самопроверки и контроля	81
7. Цифровые методы формирования сигнала	83
7.1. Перенос и инверсия спектра	83
7.2. Формирование сигнала с однополосной модуляцией	87
7.2.1. Формирование фильтров для цифрового формирователя сигналов с одной боковой полосой	93
7.3. Формирование ОМ сигнала с использованием преобразования Гильберта	99
7.4. Цифровое формирование сигналов с угловой модуляцией	100
7.5. Вопросы для самопроверки и контроля	102
Заключение	104
Приложение 1	105
Библиографический список	114

Учебное издание

Бочаров Михаил Иванович

ФОРМИРОВАНИЕ РАДИОСИГНАЛОВ

Часть 1

АНАЛОГОВЫЕ ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ

В авторской редакции

Компьютерный набор О.С. Шевляковой

Подписано к изданию 18.11.2010.

Уч. – изд. л. 6,5.

ГОУ ВПО “Воронежский государственный технический
университет”

394026 Воронеж, Московский просп., 14.