

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.2.8>

УДК: УДК 621.396.96

## ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БИПОЛЯРНОЙ АМПЛИТУДНОЙ И ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ НЕСУЩЕГО КОЛЕБАНИЯ

С.И. Зиятдинов, О.И. Красильникова

Санкт-Петербургский государственный университет  
аэрокосмического приборостроения,  
190000, г. Санкт-Петербург, ул. Большая Морская, д. 67

Статья поступила в редакцию 1 ноября 2024 г.

**Аннотация.** *Введение.* Рассмотрена передача сигналов по каналу связи с использованием биполярной амплитудной и частотной модуляции несущего гармонического колебания. Для организации информационного канала положительные полуволны несущего колебания модулируются одним из передаваемых сигналов по амплитуде или частоте, а отрицательные полуволны модулируются по амплитуде или частоте другим сигналом.

**Цель.** Показать возможность передачи двух сигналов по каналу связи с использованием биполярной амплитудной и частотной модуляции несущего колебания при ограниченной ширине полосы пропускания канала связи.

**Постановка задачи.** Дать математическое описание несущего колебания при биполярной амплитудной и частотной модуляции. Определить требования к частотным характеристикам канала связи.

**Метод.** В основу исследований положено спектральное представление сигналов в канале связи при биполярной амплитудной и частотной модуляции.

**Результаты.** Получены аналитические соотношения для описания несущего гармонического колебания при биполярной амплитудной и частотной модуляции с учетом ограниченной полосы пропускания канала связи. Определено влияние ширины полосы пропускания

канала связи на качество передачи сигналов. **Заключение.** В результате исследований показана возможность передачи двух сигналов с помощью одного несущего колебания по каналу связи с ограниченной полосой пропускания. В случае использования амплитудной модуляции полуволн несущего колебания сигналами ширина полосы пропускания канала связи должна быть не меньше удвоенной большей частоты модуляции передаваемых сигналов. При частотной модуляции передача двух независимых сигналов возможна только при индексах угловой модуляции много меньших единицы.

**Ключевые слова:** передача сигналов, канал связи, несущее колебание, амплитудная и частотная модуляция, спектр сигнала.

**Автор для переписки:** Зиатдинов Сергей Ильич, [ziat.53@mail.ru](mailto:ziat.53@mail.ru)

## **Введение**

При передаче сигналов с помощью высокочастотного несущего гармонического колебания один из его параметров – амплитуда, частота или начальная фаза подвергаются, соответственно, амплитудной, частотной или фазовой модуляции [1,2]. Вопросы частотных свойств сигналов при одном из перечисленных видов модуляции подробно изложены в отечественной и иностранной литературе [3,4]. В случае создания многоканальных коммуникационных систем применяются такие способы разделения каналов связи как частотные, временные, кодовые и комбинированные [5-11]. В наиболее распространенных системах связи с частотным разделением каналов для каждого информационного канала используется своя частота несущего колебания. При этом существенно расширяется общая полоса пропускания всей системы связи, возникают перекрестные помехи и помехи по соседнему каналу. Представляет интерес разработка многоканальной коммуникационной системы связи, использующей одно несущее колебание. В статье рассматривается вопрос передачи двух независимых сигналов с использованием одного несущего колебания при биполярной амплитудной и частотной модуляции последовательностей положительных и отрицательных полуволн. Подобный

способ формирования канала связи отличается простотой реализации и используется в стереосистемах, где присутствуют лишь два независимых сигнала. В литературе нет достаточно подробного исследования частотных свойств несущего колебания при биполярной модуляции. Решению этой задачи и посвящена настоящая работа.

## 1. Постановка задачи.

Ранее отмечалось, что в случае использования биполярной модуляции непрерывного гармонического колебания последовательности его положительных полуволн подвергаются амплитудной или частотной модуляции одним передаваемым сигналом, а отрицательные последовательности полуволн другим передаваемым сигналом. В процессе исследований необходимо дать спектральное описание как каждой из модулированных последовательностей полуволн при неограниченной и ограниченной полосе пропускания канала связи, так и в целом модулированного несущего колебания, а также определить требования к ширине полосы пропускания канала связи в зависимости от качества передачи сигналов.

## 2. Амплитудная модуляция.

При модуляции в качестве несущего колебания используется непрерывное гармоническое колебание вида:

$$u(t) = U \sin(\Omega t + \varphi_0),$$

где  $U$ ,  $\Omega$ ,  $\varphi_0$  – амплитуда, частота и начальная фаза соответственно.

В случае амплитудной модуляции амплитуда несущего колебания является функцией времени. На рис. 1 изображена реализация модулированной несущей при использовании биполярной амплитудной модуляции сигналами  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$ .

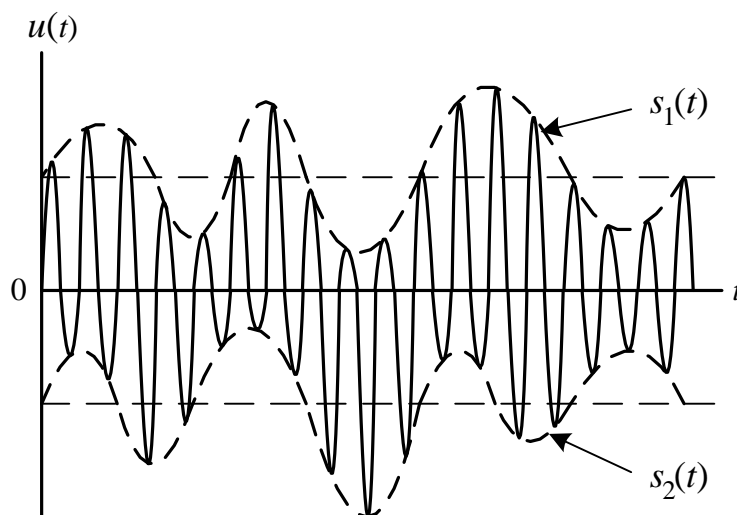


Рис. 1. Несущее колебание с биполярной амплитудной модуляцией.

При этом положительные полувольты несущего колебания модулированы сигналом  $s_1(t)$ , а отрицательные полувольты – сигналом  $s_2(t)$ . В результате модулированное несущее колебание можно представить в виде суммы последовательностей положительных и отрицательных полувольт:

$$u(t) = u^+(t) + u^-(t),$$

где  $u^+(t)$  – положительные полувольты,  $u^-(t)$  – отрицательные полувольты.

Тогда спектральную плотность модулированного несущего колебания можно записать в виде:

$$F(j\omega) = F^+(j\omega) + F^-(j\omega).$$

В данном выражении  $F^+(j\omega)$  и  $F^-(j\omega)$  – спектральные плотности последовательностей положительных и отрицательных полувольт соответственно.

Найдем спектральные плотности  $F^+(j\omega)$  и  $F^-(j\omega)$  для случая отсутствия модуляции несущего колебания, реализация которого приведена на рис. 2. При этом значками (+) и (–) отмечены положительные и отрицательные полувольты.

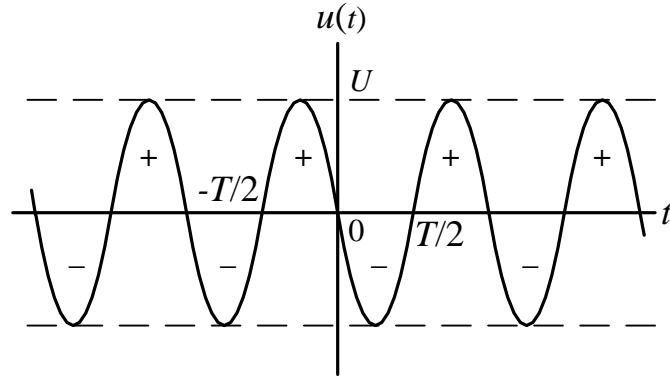


Рис. 2. Немодулированное несущее колебание.

С учетом того, что несущее колебание является периодическим и бесконечным во времени, воспользуемся преобразованием Фурье [3,10,11]:

$$\begin{aligned}
 u(t) &= \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\Omega t) + b_n \sin(n\Omega t)]; \\
 u^+(t) &= \frac{a_0^+}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n^+ \cos(n\Omega t) + b_n^+ \sin(n\Omega t)]; \\
 u^-(t) &= \frac{a_0^-}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n^- \cos(n\Omega t) + b_n^- \sin(n\Omega t)],
 \end{aligned} \tag{1}$$

где  $a_0, a_n, b_n$  – весовые коэффициенты несущего колебания;  $a_0^+, a_n^+, b_n^+$  – весовые коэффициенты положительных полувольт и  $a_0^-, a_n^-, b_n^-$  – весовые коэффициенты отрицательных полувольт.

В дальнейшем для упрощения выкладок начальную фазу несущего колебания положим равной нулю  $\varphi_0 = 0$ . Тогда в соответствии с рис. 2 весовые коэффициенты находятся из соотношений [3,4]:

$$\begin{aligned}
 a_0^+ &= \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U \sin(\Omega t) dt, \quad a_0^- = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^0 U \sin(\Omega t) dt, \\
 a_n^+ &= \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U \sin(\Omega t) \cos(n\Omega t) dt, \quad a_n^- = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^0 U \sin(\Omega t) \cos(n\Omega t) dt, \\
 b_n^+ &= \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U \sin(\Omega t) \sin(n\Omega t) dt, \quad b_n^- = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^0 U \sin(\Omega t) \sin(n\Omega t) dt.
 \end{aligned}$$

Опуская промежуточные выкладки, можно записать:

$$a_0^+ = \frac{U}{\pi}, a_0^- = -\frac{U}{\pi}, a_n^+ = \frac{U(\cos \frac{n\pi}{2})^2}{\pi(1-n^2)}, a_n^- = -\frac{U(\cos \frac{n\pi}{2})^2}{\pi(1-n^2)},$$

$$b_n^+ = \frac{U \sin n\pi}{\pi(1-n^2)}, b_n^- = \frac{U \sin n\pi}{\pi(1-n^2)}.$$

Таким образом, спектр как положительных, так и отрицательных полувольт несущего колебания является линейчатым, бесконечно широким, амплитуды и фазы гармоник которого имеют вид [3]:

$$A_n^+ = 2\sqrt{(a_n^+)^2 + (b_n^+)^2}, \varphi_n^+ = \arctg \frac{b_n^+}{a_n^+}, A_n^- = 2\sqrt{(a_n^-)^2 + (b_n^-)^2}, \varphi_n^- = \arctg \frac{b_n^-}{a_n^-},$$

или  $A_n = \frac{2U}{\pi} \left| \frac{\cos(n\pi/2)}{1-n^2} \right|, \varphi_n^+ = n\pi/2, \varphi_n^- = -n\pi/2.$

В табл. 1 представлены численные значения амплитуд гармоник полувольт несущего колебания.

Таблица 1. Амплитуды гармоник полувольт несущего колебания.

$n$	0	1	2	3	4	5	6	7	8
$A_n$	0,636	1	0,422	0	0,085	0	0,036	0	0,020

Так как положительные и отрицательные полувольты должны в сумме дать несущее гармоническое колебание, то:

$$a_n = 0, a_n = a_n^+ + a_n^- = \frac{U(\cos \frac{n\pi}{2})^2}{\pi(1-n^2)} - \frac{U(\cos \frac{n\pi}{2})^2}{\pi(1-n^2)} = 0,$$

$$b_n = b_n^+ + b_n^- = \frac{U \sin n\pi}{2\pi(1-n^2)} + \frac{U \sin n\pi}{2\pi(1-n^2)} = \frac{U \sin n\pi}{\pi(1-n^2)}.$$

Из данных выражений следует, что  $b_n = U$  только при  $n = 1$  и  $b_n = 0$  при  $n \neq 1$ . Таким образом, при отсутствии модуляции сумма положительных

и отрицательных полувольт дает исходное несущее колебание с амплитудой  $U$ , частотой  $\Omega$  и нулевой начальной фазой  $\varphi_0$ .

С учетом полученных соотношений тригонометрические ряды (1), описывающие положительные и отрицательные полувольты несущего колебания, записываются в следующем виде:

$$\begin{aligned}
 u^+(t) &= \frac{U}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{U(\cos \frac{n\pi}{2})^2}{\pi(1-n^2)} \cos(n\Omega t) + \frac{U \sin n\pi}{2\pi(1-n^2)} \sin(n\Omega t) \right]; \\
 u^-(t) &= -\frac{U}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{U(\cos \frac{n\pi}{2})^2}{\pi(1-n^2)} \cos(n\Omega t) - \frac{U \sin n\pi}{2\pi(1-n^2)} \sin(n\Omega t) \right].
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

Далее рассмотрим случай, когда положительные полувольты гармонического несущего колебания модулируются передаваемым сигналом  $s_1(t)$ , а отрицательные полувольты сигналом  $s_2(t)$ . Пусть модулирующие сигналы являются гармоническими колебаниями вида  $s_1(t) = S_1 \sin \omega_1 t$ ,  $s_2(t) = S_2 \sin \omega_2 t$ . Здесь  $S_1, S_2$  – амплитуды;  $f_1 = \omega_1/2\pi, f_2 = \omega_2/2\pi$  – линейные частоты модулирующих сигналов.

Тогда изменения амплитуд положительных и отрицательных полувольт будут определяться следующими соотношениями [3,4]:

$$U^+(t) = U(1 + M_1 \sin \omega_1 t) \text{ и } U^-(t) = U(1 + M_2 \sin \omega_2 t),$$

где  $M_1$  и  $M_2$  – коэффициенты амплитудной модуляции положительных и отрицательных полувольт. При этом тригонометрические ряды (2) преобразуются к виду:

$$\begin{aligned}
 u^+(t) &= a_0^+ U(1 + M_1 \sin \omega_1 t) + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n^+ U(1 + M_1 \sin \omega_1 t) \cos(n\Omega t) + \\
 &\quad + b_n^+ U(1 + M_1 \sin \omega_1 t) \sin(n\Omega t)]; \\
 u^-(t) &= a_0^- U(1 + M_2 \sin \omega_2 t) + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n^- U(1 + M_2 \sin \omega_2 t) \cos(n\Omega t) + \\
 &\quad + b_n^- U(1 + M_2 \sin \omega_2 t) \sin(n\Omega t)].
 \end{aligned}$$

После несложных преобразований данные тригонометрические ряды можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned}
 u^+(t) = & a_0^+ U (1 + M_1 \sin \omega_1 t) + \sum_{n=1}^{\infty} [U [a_n^+ \cos(n\Omega t) + b_n^+ \sin(n\Omega t)] + \\
 & + 0,5 \sum_{n=1}^{\infty} [UM_1 [b_n^+ [\sin(n\Omega + \omega_1)t + \sin(n\Omega - \omega_1)t] + \\
 & + 0,5 \sum_{n=1}^{\infty} [UM_1 [b_n^+ [\cos(n\Omega - \omega_1)t - \cos(n\Omega + \omega_1)t], \\
 & \\
 u^-(t) = & a_0^- U (1 + M_2 \sin \omega_2 t) + \sum_{n=1}^{\infty} [U [a_n^- \cos(n\Omega t) + b_n^- \sin(n\Omega t)] + \\
 & + 0,5 \sum_{n=1}^{\infty} [UM_2 [b_n^- [\sin(n\Omega + \omega_2)t + \sin(n\Omega - \omega_2)t] + \\
 & + 0,5 \sum_{n=1}^{\infty} [UM_2 [b_n^- [\cos(n\Omega - \omega_2)t - \cos(n\Omega + \omega_2)t].
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

Из данных соотношений следует, что в спектре модулированных полувольт содержатся постоянная составляющая уровня  $a_0^+ = \frac{U}{\pi}$ ;  $a_0^- = -\frac{U}{\pi}$  и гармонические составляющие  $n\Omega$ ,  $n\Omega \pm \omega_1$  и  $n\Omega \pm \omega_2$ , уровень которых определяется величиной амплитуды немодулированного несущего колебания  $U$ , коэффициентами амплитудной модуляции  $M_1$ ,  $M_2$  и значениями весовых коэффициентов  $a_n^\pm$  и  $b_n^\pm$  соответственно.

Амплитудный спектр положительных и отрицательных полувольт изображен на рис. 3.



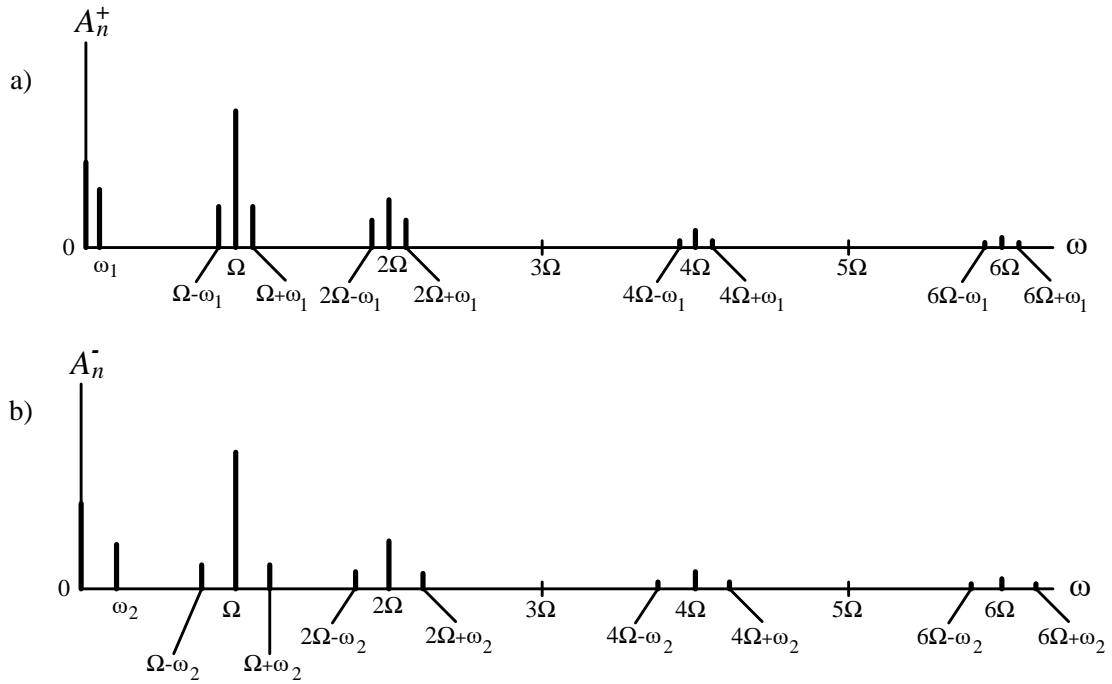


Рис. 3. Амплитудный спектр: а) положительных полувольт несущего колебания; б) отрицательных полувольт несущего колебания.

В результате тригонометрический ряд, определяющий несущее колебание с биполярной амплитудной модуляцией, принимает вид:

$$\begin{aligned}
 u(t) = & U \sin(\Omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} [U \{a_0^+ M_1[\sin(\omega_1 t) + a_0^- M_2[\sin(\omega_2 t)]]\} + \\
 & + 0,5U \sum_{n=1}^{\infty} \{a_n^+ M_1[\sin(n\Omega + \omega_1)t + \sin(n\Omega - \omega_1)t]\} + \\
 & + 0,5U \sum_{n=1}^{\infty} \{b_n^+ M_1[\cos(n\Omega - \omega_1)t - \cos(n\Omega + \omega_1)t]\} + \\
 & + 0,5U \sum_{n=1}^{\infty} \{a_n^- M_2[\sin(n\Omega + \omega_2)t + \sin(n\Omega - \omega_2)t]\} + \\
 & + 0,5U \sum_{n=1}^{\infty} \{b_n^- M_2[\cos(n\Omega - \omega_2)t - \cos(n\Omega + \omega_2)t]\}.
 \end{aligned} \tag{4}$$

Из полученного выражения видно, что спектр несущего колебания с биполярной амплитудной модуляцией содержит составляющие с частотами  $\Omega$ ,  $n\Omega \pm \omega_1$  и  $n\Omega \pm \omega_2$ . Амплитудный спектр данного колебания изображен на рис. 4.

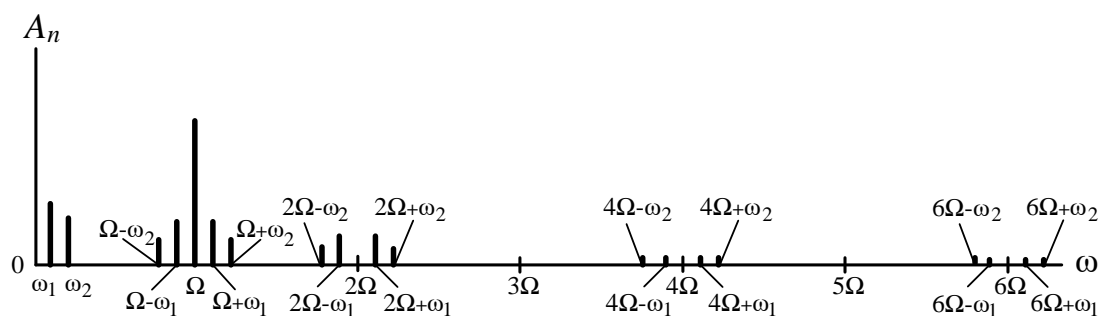


Рис. 4. Амплитудный спектр несущего колебания с биполярной амплитудной модуляцией.

Из представленной спектрограммы следует, что в составе несущего колебания с биполярной амплитудной модуляцией отсутствуют составляющие с частотами  $2\Omega$ ,  $3\Omega$ ,  $4\Omega$ ,  $5\Omega$  и так далее.

Для передачи сигналов  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$  модулированное несущее колебание  $u(t)$  поступает в канал связи и после приема разбивается на две составляющие. Первая составляющая формируется из положительных полуволн, вторая составляющая из отрицательных полуволн принимаемой модулированной несущей. Далее путем амплитудной демодуляции полуволн принятой несущей формируются сигналы  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$ .

Из предыдущего материала следует, что спектр модулированной несущей является бесконечно широким. При ограниченной полосе пропускания канала связи не все спектральные составляющие модулированной несущей проходят на его выход, что приводит к неизбежным искажениям при передаче сигналов. Оценим влияние ширины полосы пропускания канала связи на качество передачи сигналов. С учетом ограниченной полосы пропускания канала связи на его выходе модулированное несущее колебание на основании (4) принимает вид:

$$\begin{aligned}
 u(t) = & U \sin(\Omega t) + \sum_{n=1}^N [U \{a_0^+ M_1 [\sin(\omega_1 t) + a_0^- M_2 [\sin(\omega_2 t)]]\} + \\
 & + 0,5U \sum_{n=1}^N \{a_n^+ M_1 [\sin(n\Omega + \omega_1)t + \sin(n\Omega - \omega_1)t]\} + \\
 & + 0,5U \sum_{n=1}^N \{b_n^+ M_1 [\cos(n\Omega - \omega_1)t - \cos(n\Omega + \omega_1)t]\} + \\
 & + 0,5U \sum_{n=1}^N \{a_n^- M_2 [\sin(n\Omega + \omega_2)t + \sin(n\Omega - \omega_2)t]\} + \\
 & + 0,5U \sum_{n=1}^N \{b_n^- M_2 [\cos(n\Omega - \omega_2)t - \cos(n\Omega + \omega_2)t]\},
 \end{aligned}$$

где  $N$  – число учитываемых гармоник частоты  $\Omega$  несущего колебания. В результате положительные и отрицательные полуволны выходного напряжения канала связи согласно (3) можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned}
 u^+(t) = & a_0^+ U (1 + M_1 \sin \omega_1 t) + \sum_{n=1}^N [U [a_n^+ \cos(n\Omega t) + b_n^+ \sin(n\Omega t)] + \\
 & + 0,5 \sum_{n=1}^N [UM_1 [b_n^+ [\sin(n\Omega + \omega_1)t + \sin(n\Omega - \omega_1)t] + \\
 & + 0,5 \sum_{n=1}^N [UM_1 [b_n^+ [\cos(n\Omega - \omega_1)t - \cos(n\Omega + \omega_1)t],
 \end{aligned} \tag{5}$$

$$\begin{aligned}
 u^-(t) = & a_0^- U (1 + M_2 \sin \omega_2 t) + \sum_{n=1}^N [U [a_n^- \cos(n\Omega t) + b_n^- \sin(n\Omega t)] + \\
 & + 0,5 \sum_{n=1}^N [UM_2 [b_n^- [\sin(n\Omega + \omega_2)t + \sin(n\Omega - \omega_2)t] + \\
 & + 0,5 \sum_{n=1}^N [UM_2 [b_n^- [\cos(n\Omega - \omega_2)t - \cos(n\Omega + \omega_2)t].
 \end{aligned}$$

Полученное соотношение (5) позволяет проанализировать взаимное влияние передаваемых сигналов. Машинное моделирование проводилось при следующих исходных данных: частота немодулированного несущего колебания  $F = \Omega/2\pi = 50$  кГц; частота модулирующего сигнала первого канала  $f_1 = 5$  кГц; частота модулирующего сигнала второго канала  $f_2 = 15$  кГц; число учитываемых отсчетов несущего колебания  $m = 4000$ ; период следования отсчетов несущего колебания  $T = 10^{-7}$ с; коэффициент амплитудной модуляции

$M_1 = 0,5$ ; коэффициент амплитудной модуляции  $M_2 = 0,5$ . В процессе исследований изменялось число учитываемых гармоник несущего колебания  $N$ .

На рис. 5 в качестве примера представлен амплитудный спектр сигнала  $s_1(t)$  на выходе канала связи. Приведенная спектрограмма содержит спектральную составляющую с частотой  $f_1 = 5$  кГц выходного сигнала  $s_1(t)$  и спектральную составляющую мешающего сигнала  $s_2(t)$  с частотой  $f_2 = 15$  кГц. Исследования проводились при числе учитываемых гармоник несущего колебания  $N = 2$ .

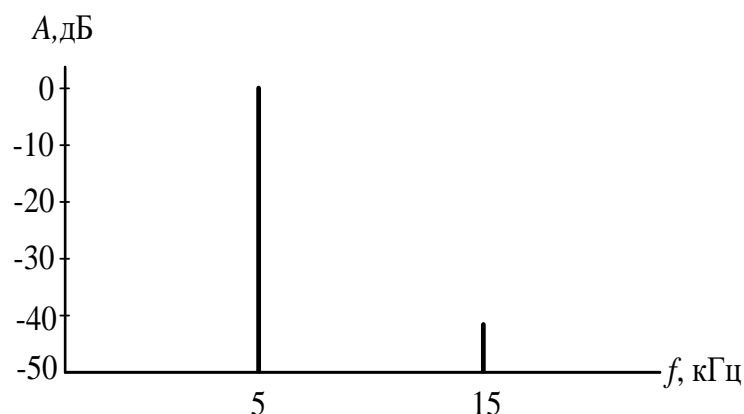


Рис. 5. Амплитудный спектр выходного сигнала  $s_1(t)$  канала связи.

В табл. 2 представлены результаты расчетов отношения  $q$  уровней полезного сигнала  $s_1(t)$  на выходе канала связи и мешающего сигнала  $s_2(t)$  в зависимости от числа учитываемых гармоник несущего колебания.

Таблица 2. Отношение уровней полезного и мешающего сигналов.

$N$	1	2	3	4	5	6
$q$ , дБ	20	42	42	50	50	52

Анализ полученных результатов показывает, что для качественной передачи сигналов с биполярной амплитудной модуляцией и обеспечения хорошей развязки выходных сигналов  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$  достаточно, чтобы полоса пропускания канала связи была не меньше удвоенной большей частоты модуляции несущего колебания  $f_1$  или  $f_2$ . При этом развязка каналов передачи сигналов будет не меньше 40 дБ.

### 3. Частотная модуляция.

В рассматриваемом случае последовательность положительных полуволн гармонического несущего колебания модулируется по частоте сигналом  $s_1(t)$ , а последовательность отрицательных полуволн – сигналом  $s_2(t)$ . На рис. 6 представлена реализация несущего колебания при независимой частотной модуляции положительных и отрицательных полуволн.

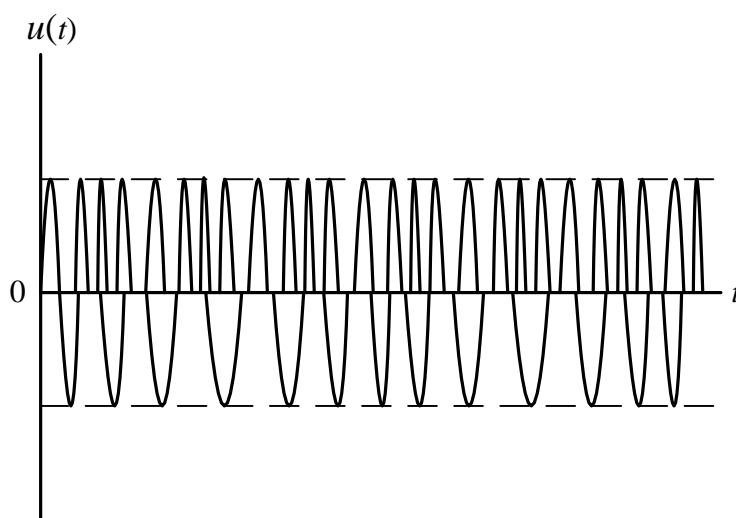


Рис. 6. Несущее колебание с биполярной частотной модуляцией.

Из рис. 6 следует, что при биполярной частотной модуляции несущего колебания положительные и отрицательные полуволны смещены относительно друг друга во времени, что не может не отразиться на качестве передачи сигналов.

Воспользуемся ранее полученными соотношениями (1) для положительных и отрицательных полуволн несущего колебания:

$$\begin{aligned}
 u^+(t) &= \frac{a_0^+}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n^+ \cos(n\Omega t) + b_n^+ \sin(n\Omega t)]; \\
 u^-(t) &= \frac{a_0^-}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n^- \cos(n\Omega t) + b_n^- \sin(n\Omega t)].
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

В данных соотношениях  $\Omega t$  является текущей фазой несущего колебания. В случае частотной модуляции при гармонических сигналах  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$  текущая

фаза для положительных и отрицательных полувольт несущего колебания записывается в виде [2-4]:

$$\begin{aligned}\varphi^+(t) &= \Omega t + m^+ \cos(\omega_1 t); \\ \varphi^-(t) &= \Omega t + m^- \cos(\omega_2 t),\end{aligned}\tag{7}$$

где  $m^+$ ,  $m^-$  – индексы угловой модуляции положительных и отрицательных полувольт соответственно. Тогда выражения (6) с учетом соотношений (7) при ограниченной полосе пропускания канала связи записываются следующим образом:

$$\begin{aligned}u^+(t) &= \frac{a_0^+}{2} + \sum_{n=1}^N \{a_n^+ \cos[n(\Omega t + m^+ \cos(\omega_1 t))] + b_n^+ \sin[n(\Omega t + m^+ \cos(\omega_1 t))]\}, \\ u^-(t) &= \frac{a_0^-}{2} + \sum_{n=1}^N \{a_n^- \cos[n(\Omega t + m^- \cos(\omega_2 t))] + b_n^- \sin[n(\Omega t + m^- \cos(\omega_2 t))]\}.\end{aligned}$$

Дальнейшая методика анализа полностью совпадает с методикой для амплитудной модуляции. В табл. 3 представлены результаты расчетов отношения  $q$  уровней полезного сигнала  $s_1(t)$  на выходе канала связи и мешающего сигнала  $s_2(t)$  в зависимости от числа учитываемых гармоник несущего колебания для различных значений индекса угловой модуляции. Расчеты производились при тех же исходных данных, что и для амплитудной модуляции:

Таблица 3. Отношение уровней полезного и мешающего сигналов.

$m_1 = 1, m_2 = 1$	$N$	1	2	3	4	5	6	7	8
	$q$ , дБ	0	10	10	12	12	14	14	16
$m_1 = 0,5; m_2 = 0,5$	$N$	1	2	3	4	5	6	7	8
	$q$ , дБ	0	15	15	18	18	20	20	22
$m_1 = 0,2; m_2 = 0,2$	$N$	1	2	3	4	5	6	7	8
	$q$ , дБ	0	16	16	23	23	26	26	31

#### 4. Обсуждение результатов.

В случае использования биполярной амплитудной модуляции несущего колебания для обеспечения хорошей развязки выходных сигналов  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$  достаточно, чтобы полоса пропускания канала связи была не меньше удвоенной большей частоты модуляции несущего колебания  $f_1$  или  $f_2$ . При этом развязка каналов передачи сигналов будет не меньше 40 дБ. В тоже время качественная передача сигналов с биполярной частотной модуляцией несущего колебания и обеспечение достаточной развязки каналов связи возможно только при индексах угловой модуляции  $m_1 < 0,2$ ;  $m_2 < 0,2$  и полосе пропускания канала, не меньшей  $16\Omega$ . При этом развязка каналов передачи сигналов будет более 30 дБ. В результате при частоте несущего колебания  $F = \Omega/\pi = 100$  кГц требуемая ширина полосы пропускания канала связи составит  $\Delta F = 16$  МГц.

#### Заключение

Проведенные в статье исследования показали возможность передачи двух независимых сигналов с помощью биполярной модуляции несущего гармонического колебания при использовании как амплитудной, так и частотной модуляций его положительных и отрицательных последовательностей полуволн при ограниченной полосе пропускания канала связи. Путем машинного моделирования установлено, что в случае использования амплитудной модуляции полуволн несущего колебания независимыми сигналами ширина полосы пропускания канала связи должна быть не меньше удвоенной большей частоты модуляции передаваемых сигналов. Однако при частотной модуляции возникают достаточно жесткие ограничения, при которых передача двух независимых сигналов по каналу связи с ограниченной полосой пропускания возможна только при индексах угловой модуляции много меньших единицы и большой ширине полосы пропускания канала связи.

## Литература

1. Фомин А.Ф. Информационно-телекоммуникационные системы и сети. М.: МИИТ, 2010. 157 с.
2. Акулиничев Ю.П. Теория электрической связи. Изд.: Лань, 2010. 240 с.
3. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Радио и связь, 1969. – 512 с.
4. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: URS, 2016. 915 с.
5. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. М.: Техносфера, 2007. 487 с.
6. Патент РФ на ПМ №14505. Формирователь сигнала с фазовой манипуляцией на 180°// А.А. Волков, В.А. Кузюков. Приоритет от 12.02.2014. Оpubл. В БИ № 26 за 2014 г.
7. Бабков В.Ю. Сотовые системы мобильной связи. СПб.: BHV, 2013. 432с.
8. Zigangirov K.Sh. Theory of Code Division Multiple Access Communication. Hoboken, New Jersey, US: Joh. WileyandSons, 2004. 416 p.
9. Берлин А.Н. Цифровые сотовые системы связи. М.: Эко-Тренз, 2007. 296 с.
10. Воробьев С.Н. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Издательский дом «Академия», 2013. 318 с.
11. Чернецова Е.А. Системы и сети передачи информации. СПб.: РГГМУ, 2015. 186 с.

### Для цитирования:

Зиятдинов С.И., Красильникова О.И. Передача сигналов с использованием биполярной амплитудной и частотной модуляции несущего колебания. // Журнал радиоэлектроники. – 2025 – № 2. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.2.8>