

МТУСИ

Дисциплина: Теория электрической связи

TEST-1Т.

Тесты по теме 1.1: Классификация сигналов и помех.

Тесты по теме 1.2: Функциональные пространства и их базисы.

Тесты по теме 1.3: Разложение сигналов в обобщенный ряд Фурье.

Тесты по теме 5.1: «Модели непрерывных каналов связи».

Автор: Санников Владимир Григорьевич

*ПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ **

НЕПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ #

1.1.1. Наименование помехи, которая перемножается с сигналом:

* мультипликативная; # аддитивная; # комбинированная ;

1.1.2. Наименование помехи, которая суммируется с сигналом:

* аддитивная; # мультипликативная; # комбинированная ;

1.1.3. Сигнал, непрерывно изменяющийся и по аргументу и по значению,

* аналоговый; # дискретно-аналоговый; # аналого-дискретный; # цифровой

1.1.4. Структурная схема передатчика системы связи содержит блоки:

* Источник сообщения, кодер, модулятор, генератор переносчика, выходное устройство.

Источник сообщения, кодер, модулятор, генератор переносчика, демодулятор.

Источник сообщения, декодер, модулятор, генератор переносчика, выходное устройство.

Источник сообщения, кодер, демодулятор, генератор переносчика, выходное устройство.

Источник сообщения, кодек, модулятор, генератор переносчика, выходное устройство.

1.1.5. Структурная схема приемника системы связи содержит блоки:

* Входное устройство, демодулятор, декодер, получатель сообщения.

Выходное устройство, модулятор, декодер, получатель сообщения.

Входное устройство, демодулятор, кодер, получатель сообщения.

Входное устройство, демодулятор, кодек, получатель сообщения.

Входное устройство, модем, декодер, получатель сообщения.

1.1.6. Сигнал, изменяющийся дискретно и по аргументу и по значению,

* цифровой; # дискретно-аналоговый; # аналого-дискретный; # аналоговый

1.1.7. Периодические сигналы

* $s(t + T) = s(t)$; * $s(t) = U \sin(2\pi t / T)$; # $s(t) = at$; # $s(t) = sh(2\pi t / T)$; # $s(t) = a / t$

1.1.8. Шумы и помехи в канале связи представляют собой ____ процессы.

* случайные; # полезные; # детерминированные; # регулярные

1.1.9. Сигналы, значения которых можно предсказать с вероятностью 1:

* детерминированные; # квазидетерминированные; # случайные; # шумовые

1.1.10. Сигналы, значения которых нельзя предсказать точно:

* стохастические; # детерминированные; # неслучайные; # достоверные

1.1.11. Модулятор и демодулятор образуют:

* модем; # кодер; # декодер; # кодек; # источник сообщения.

1.1.12. Спектральная плотность мощности белого шума -

* равномерная; # периодическая; # непостоянная; # импульсная

1.1.13. Кодер и декодер образуют:

* кодек; # модулятор; # демодулятор; # модем; # источник сообщения.

1.1.14. Операцию детектирования осуществляет:

* детектор; # модулятор; # кодер; # декодер; # фильтр.

1.1.15. Аналитическое выражение для сигнала АМ следующее:

$$* u(t) = U_m [1 + M_a a(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0); \quad \# u(t) = U_m \cos[\omega_0 t + k \int_0^t a(\tau) d\tau + \varphi_0];$$

$$\# u(t) = U_m \cos[\omega_0 t + ka(t) + \varphi_0]; \quad \# u(t) = ka(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

1.1.16. Взаимосвязь между шириной спектра Δf и центральной частотой f_0 узкополосного сигнала

* $\Delta f \ll f_0$; # $\Delta f = f_0$; # $\Delta f > f_0$; # $\Delta f \gg f_0$;

1.1.17. Значения случайного процесса некоррелированы, если они ____

* независимы; # нелинейны; # зависимы; # ненаблюдаемы; # неоднозначны.

1.1.18. Дисперсии складываются при сложении ____ случайных процессов

* независимых; # одинаковых; # зависимых; # произвольных; # равнозначных.

1.1.19. Случайный сигнал стационарен, если его статистические характеристики не зависят ____

* от начального момента времени; # от его предыстории; # от его значений в текущий момент; # от его значений в будущем

1.1.20. Случайный сигнал стационарен в широком смысле, если от начального момента времени не зависят его моменты ____

* первого и второго порядков; # произвольного порядка; # центральные; # начальные

1.1.21. Эргодический случайный сигнал является ____ случайным процессом

* стационарным; # нестационарным; # детерминированным; # неинформативным

1.1.22. Функция плотности вероятностей гауссовского сигнала

$$* \exp(-x^2 / 2D) / \sqrt{2\pi D}; \quad \# x \exp(-x^2 / 2D) / D; \quad \# a \exp(-ax); \quad \# \lambda^k \exp(-\lambda) / k!$$

1.1.23. Функция плотности вероятностей пуассоновского сигнала

$$* \lambda^k \exp(-\lambda) / k!; \quad \# \exp(-x^2 / 2D) / \sqrt{2\pi D}; \quad \# x \exp(-x^2 / 2D) / D; \quad \# a \exp(-ax)$$

1.1.24. Одномерные законы распределения вероятностей дискретных случайных сигналов

* $p(k) = \lambda^k \exp(-\lambda) / k!$; * $p(q) = C_n^q p^q (1-p)^{n-q}$; # $a \exp(-ax)$; # $\exp(-x^2 / 2D) / \sqrt{2\pi D}$; # $x \exp(-x^2 / 2D) / D$

1.1.25. Одномерные функции плотности вероятностей непрерывных случайных сигналов

* $\exp(-x^2 / 2D) / \sqrt{2\pi D}$; * $x \exp(-x^2 / 2D) / D$; # $p(q) = C_n^q p^q (1-p)^{n-q}$; # $p(k) = \lambda^k \exp(-\lambda) / k!$;

1.2.1. Метрическое пространство сигналов – это множество сигналов, для которого подходящим образом определено ____.

* расстояние; # разбиение; # отношение; # соответствие.

1.2.2. Евклидова норма вектора (3,3,3,3)

* 6; # 1; # 2; # 3

1.2.3. Множество векторов $\{\vec{x}_k, k = \overline{1, n}\}$, обладающее свойством: $\vec{x}_i = \sum_{k=1}^n a_k \vec{x}_k$, образует ____ пространство

* линейное; # полное; # параметрическое; # метрическое

1.2.4. Базисные вектора $\{\vec{u}_k, k = \overline{1, n}\}$ Евклидова пространства линейно-независимы, если равенство: $\sum_{k=1}^n a_k \vec{x}_k = 0$, справедливо только при всех a_k , равных:

* 0; # 1; # ∞ ; # -1.

1.2.5. Евклидова норма вектора (2, 2, 2, 2)

* 4; # 1; # 2; # 1/2

1.2.6. Линейное n -мерное пространство с базисом $\{\vec{u}_k, k = \overline{1, n}\}$ имеет ____ разложение вида: $\vec{x}_i = \sum_{k=1}^n a_k \vec{u}_k$,

* единственное; # произвольное; # ограниченное; # $(n+1)$;

1.2.7. Евклидова норма вектора (1, 1, 1, 1)

* 2; # 1; # 4; # 1/2

1.2.8. Гильбертова норма сигнала $x(t) = 1, t \in T$,

* $T^{0.5}$; # T ; # T^2 ; # 1

1.2.9. Евклидово расстояние между векторами: (2, 2, 2, 2) и (1, 1, 1, 1)

* 2; # 1/2; # 3; # 1

1.2.10. Гильбертово расстояние между сигналами $x(t) = 1$ и $y(t) = 2, t \in T$,

* $T^{0.5}$; # 1; # T^2 ; # T

1.2.11. По аналогии с 3-х мерным физическим пространством, элементы n -мерного линейного представляют собой

* векторы; * точки; # линии; # кривые; # функции

1.2.12. В линейном пространстве система линейно-независимых векторов образует

* базис; # базу; # основу; # фундамент

1.2.13. Аналогом длины вектора в линейном пространстве сигналов служит ____

* норма; # база; # метрика; # линия

1.2.14. Скалярное произведение векторов (1, 1, 1, 1, 1, 1) и (1, -1, 1, -1, 1, -1) равно:

* 0; # 1; # 2; # 4; # 6

1.2.15. Условие квадратичной интегрируемости сигнала $x(t)$

* $\int x^2(t)dt < \infty$; # $[\int x(t)dt]^2 < \infty$; # $\int x(t^2)dt < \infty$; # $\int x(t)dt^2 < \infty$

1.2.16. Скалярное произведение векторов $\vec{x}$ и $\vec{y}$ Евклидова пространства

* $\sum_{k=1}^n x_k y_k$; # $\int x_k y_k dk$; # $\int x(t)y(t)dt$; # $\max_k |x_k \cdot y_k|$

1.2.17. Скалярное произведение векторов $\vec{x}$ и $\vec{y}$ Гильбертова пространства

* $\int x(t)y(t)dt$; # $\int x_k y_k dk$; # $\sum_{k=1}^n x_k y_k$; # $\max_t |x(t) \cdot y(t)|$

1.2.18. Норма вектора $\vec{x}$ Евклидова пространства

* $[\sum_{k=1}^n x_k^2]^{1/2}$; # $\sum_{k=1}^n |x_k|$; # $\max_k |x_k|$; # $\min_k |x_k|$

1.2.19. Норма вектора $\vec{x}$ Гильбертова пространства

* $[\int x^2(t)dt]^{1/2}$; # $\int |x(t)|dt$; # $\sup_t |x(t)|$; # $\min_t x(t)$

1.2.20. Расстояние между векторами $\vec{x}$ и $\vec{y}$ Евклидова пространства

* $[\sum_{k=1}^n |x_k - y_k|^2]^{1/2}$; # $\sum_{k=1}^n |x_k - y_k|$; # $\max_k |x_k - y_k|$; # $\sum_{k=1}^n x_k - \sum_{k=1}^n y_k$

1.2.21. Расстояние между векторами $\vec{x}$ и $\vec{y}$ Гильбертова пространства

* $[\int (x(t) - y(t))^2 dt]^{1/2}$; # $\int |x(t) - y(t)| dt$; # $\sup_t |x(t) - y(t)|$; # $\int x(t)dt - \int y(t)dt$

1.2.22. Условие ортогональности векторов Евклидова пространства

* $\sum_{k=1}^n x_k y_k = 0$; # $\sum_{k=1}^n |x_k - y_k| = 0$; # $\max_k |x_k - y_k| = 0$; # $\sum_{k=1}^n x_k - \sum_{k=1}^n y_k = 0$

1.2.23. Условие ортогональности векторов Гильбертова пространства

* $\int x(t)y(t)dt = 0$; # $\int |x(t) - y(t)| dt = 0$; # $\sup_t |x(t) - y(t)| = 0$; # $\int x(t)dt - \int y(t)dt = 0$

1.3.1. Сигнал представлен коэффициентами $c_k = 1/k, k = 1, 2, 3, \dots$, ортонормального ряда Фурье. Энергия первого слагаемого равна:

* 1; # 1.5; # 2; # 0; # 3

1.3.2. Сигнал с энергией $E=2 \text{ В}^2$ представлен коэффициентами $c_k = 1/k, k = 1, 2, 3, \dots$, ортонормального ряда Фурье. Энергия погрешности приближения сигнала двумя членами ряда

* 0.75; # 1.5; # 0.5; # 0

1.3.3. Непрерывный сигнал представлен ортонормальным рядом Фурье с коэффициентами: $c_k = 1/k$, $k = 1, 2, 3, \dots$. Энергия первого члена ряда равна:

* 1; # 1.5; # 0; # 3; # 2

1.3.4. Непрерывный сигнал представлен ортонормальным рядом Фурье с коэффициентами: $c_k = 1/k$, $k = 1, 2, 3, \dots$. Энергия 2-х первых членов ряда

* 1.25; # 1.5; # 0; # 1; # 2

1.3.5. Непрерывный сигнал представлен ортонормальным рядом Фурье с коэффициентами: $c_k = k$, $k = 0, 1, 2, \dots$. Энергия 3-х первых членов ряда

* 5; # 4; # 3; # 2

1.3.6. Соответствие между параметрами и их наименованием в представлении сигнала тригонометрическим рядом Фурье: $s(t) = A_0 + \sum_k A_k \cos(2\pi k B / C - D_k)$:

* A_0 – *постоянная составляющая;

* A_k – *амплитуда гармоники;

* B – *время;

* C – * период;

* D_k – * начальная фаза

1.3.7. Импульсный сигнал $s(t) = 1$, $-0.5\tau \leq t \leq 0.5\tau$, периодически продолжается во времени с периодом T . Постоянная составляющая сигнала равна

* $2\tau/T$; # τ/T ; # T/τ ; # $T/2\tau$

1.3.8. Импульсный сигнал $s(t) = \cos(\omega t)$, $-0.5\pi/\omega \leq t \leq 0.5\pi/\omega$, периодически продолжается во времени с периодом T . Постоянная составляющая сигнала равна

* $4/\omega T$; # $2/\omega T$; # ωT ; # $\omega T/2$

1.3.9. Импульсный сигнал $s(t) = 1$, $-0.5\tau \leq t \leq 0.5\tau$, периодически продолжается во времени с периодом $T = 2\tau$. Амплитуда первой гармоники сигнала равна

* $2/\pi$; # $1/\tau$; # $2/\tau$; # $1/2\pi$; # 2π

1.3.10. Модуль спектральной плотности амплитуд сигнала: $S(f) = A$, $0 < f < 1\text{Гц}$; . Ширина спектра сигнала:

* 1 Гц; # 2 Гц; # 1 кГц; # 2 кГц; # A Гц .

1.3.11. Непериодический сигнал: $s(t) = A \exp(-t)$, $t \geq 0$. Длительность сигнала, определяемая по методу эквивалентного прямоугольника

* 1; # $1/e$; # $\ln 2$; # $2e$

1.3.12. Непериодический сигнал: $s(t) = 2 \exp(-t)$, $t \geq 0$. Длительность сигнала, определяемая по методу эквивалентного прямоугольника

* 1; # $1/e$; # $\ln 2$; # $2e$

1.3.13. Непериодический сигнал: $s(t) = A \exp(-2t)$, $t \geq 0$. Длительность сигнала, определяемая по методу эквивалентного прямоугольника

* 0.5; # $1/e$; # $\ln 2$; # $2e$; # A

1.3.14. Непериодический сигнал: $s(t) = A \exp(-4t)$, $t \geq 0$. Длительность сигнала, определяемая по методу эквивалентного прямоугольника

* 0.25 ; # $1/e$; # 1 ; # $2e$; # A

1.3.15. Непериодический сигнал: $s(t) = A \exp(-t/2), t \geq 0$. Длительность сигнала, определяемая по методу эквивалентного прямоугольника

* 2 ; # $1/2$; # $\ln 2$; # $2e$; # A

1.3.16. Непериодический сигнал: $s(t) = A \exp(-at), t \geq 0$. Длительность сигнала, определяемая по методу эквивалентного прямоугольника

* $1/a$; # $2/a$; # Aa ; # $a/2$; # A/a

1.3.17. Базисные функции комплексной формы ряда Фурье

* $\{\exp(jk\omega_0 t)\}$; # $\{\exp(jk\omega_0 t) + \exp(-jk\omega_0 t)\}$; # $\{\exp(jk\omega_0 t) - \exp(-jk\omega_0 t)\}$; # $\{\exp(-jk\omega_0 t)\}$

1.3.18. Спектральная плотность амплитуд непериодического сигнала $s(t) = \exp(-|t|)$ равна:

* $2/(1+\omega^2)$; # $1/(1+\omega^2)$; # $1/\omega^2$; # $1/(2+\omega^2)$; # $1/t$;

1.3.19. Базисные функции ряда Котельникова

* $\left\{ \frac{\sin \omega_{\max}(t-kT)}{\omega_{\max}(t-kT)} \right\}$; # $\left\{ \frac{\sin(n+1)(\pi t/T)}{(n+1)\sin(\pi t/T)} \right\}$; # $\{e^{J(t-kT)}\}$; # $\{t^k\}$

1.3.20. Спектральная плотность амплитуд непериодического сигнала $s(t) = 1, -1 \leq t \leq 1$, равна:

* $2\sin(\omega)/\omega$; # $\sin(\omega)/\omega$; # $\cos(\omega)/\omega$; # $\sin^2(\omega)/\omega^2$

1.3.21. Спектральная плотность амплитуд сигнала: $S(j\omega) = 2A \sin(0.5\omega T)$. Ширина спектра в герцах, для которой эта функция первый раз обращается в ноль, равна

* $1/T$; # $2/T$; # $3/T$; # π/T ; # 2π

1.3.22. Для выбранного базиса ортогональных функций $\{\varphi_k(t), k = 0, 1, 2, \dots\}$, обобщенный ряд Фурье определяется соотношением

* $\sum_{k=0}^{\infty} c_k \varphi_k(t)$; # $\sum_{k=0}^{\infty} c^k \varphi_k(t)$; # $\sum_{k=0}^{\infty} t_k \varphi_k(t)$; # $\sum_{k=0}^{\infty} k \varphi_k(t)$

1.3.23. Для выбранного базиса ортонормальных функций $\{\varphi_k(t), k = 0, 1, 2, \dots\}$, коэффициенты разложения сигнала $s(t)$ в обобщенный ряд Фурье определяются по соотношению

* $\int s(t) \varphi_k(t) dt$; # $\int s(t) / \varphi_k(t) dt$; # $\max_t |s(t) \varphi_k(t)|$; # $[\int s^2(t) \varphi_k(t) dt]^{1/2}$

5.1.1. На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f)=1; 0 < f < F$; поступает белый шум с постоянной спектральной плотностью мощности G_0 . Мощность шума на выходе канала связи

* FG_0 ; # G_0 ; # $2FG_0$; # $2\pi F$; # $\pi G_0/F$

5.1.2. На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f)=2; 0 < f < F$; поступает белый шум с постоянной спектральной плотностью мощности G_0 . Дисперсия шума на выходе канала связи

* $4FG_0$; # FG_0 ; # $2FG_0$; # $2\pi F$; # $\pi G_0/F$

5.1.3. На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f)=0.1$; $0 < f < F$; поступает белый шум с постоянной спектральной плотностью мощности G_0 . Дисперсия шума на выходе канала связи

* $0.01FG_0$; # FG_0 ; # $2FG_0$; # $2\pi G_0F$; # $\pi G_0/F$

5.1.4. Соответствие входного и выходного сигналов непрерывного канала связи

* аналоговый – аналоговый; # аналоговый – дискретный; # дискретный – аналоговый

5.1.5. Канал связи, для которого справедлив принцип суперпозиции и не происходит обогащение спектра отклика по сравнению со спектром воздействия,

* линейный; # линейно-параметрический; # нелинейный; # нелинейно-параметрический

5.1.6. Канал связи, для которого справедлив принцип суперпозиции и происходит обогащение спектра отклика по сравнению со спектром воздействия,

* линейно-параметрический; # линейный; # нелинейный; # нелинейно-параметрический

5.1.7. Канал связи, для которого не справедлив принцип суперпозиции и происходит обогащение спектра отклика по сравнению со спектром воздействия,

* нелинейный; # линейно-параметрический; # линейный; # нелинейно-параметрический

5.1.8. Канал связи, в котором действует аддитивная помеха типа «белого шума» с нормальным законом распределения мгновенных значений,

* гауссовский; # релеевский; # райсовский; # марковский

5.1.9. На вход канала связи, в котором действует шум с мощностью $10 (B^2)$, поступает сигнал с мощностью $100 (B^2)$. Отношение сигнал шум в канале

* 10 дБ; # 20 дБ; # 1 дБ; # 100 дБ; # 0 дБ

5.1.10. На вход канала связи, в котором действует шум с мощностью $1 (B^2)$, поступает сигнал с мощностью $1 (B^2)$. Отношение сигнал шум в канале

* 0 дБ; # 20 дБ; # 1 дБ; # 100 дБ; # 10 дБ

5.1.11. На вход канала связи, в котором действует шум с мощностью $0.1 (B^2)$, поступает сигнал с мощностью $100 (B^2)$. Отношение сигнал шум в канале

* 30 дБ; # 20 дБ; # 1 дБ; # 10 дБ; # 0 дБ

5.1.12. В аддитивном канале связи дисперсии сигнала и шума складываются, если сигнал и шум _____ случайные процессы

* независимые; # равноправные; # произвольные; # одинаковые

5.1.13. В аддитивном канале связи и сигнал и шум гауссовские случайные процессы. Отклик канала связи является

* гауссовским; # релеевским; # райсовским; # марковским

5.1.14. В аддитивном канале связи и сигнал и шум независимые случайные процессы с дисперсиями $19 (B^2)$ и $6 (B^2)$. Дисперсия отклика канала связи

* 25; # 13; # 19; # 6; # 5

5.1.15. В системе электросвязи помеха, перемножаемая с сигналом, является

* мультипликативной; # аддитивной; # переходной; # анимационной

5.1.16. На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f)=0,4$; $0 < f < F$; поступает сигнал со спектральной плотностью мощности: $G(f) = 1/[1 + (f/F)^2]$, $f \geq 0$. Мощность сигнала на выходе канала связи

* $0.04\pi F$; # $4\pi F$; # F ; # $2\pi F$; # πF

5.1.17. Селективные замирания сигнала вызываются изменением в канале связи

* коэффициента передачи; # аддитивного шума; # чувствительности приемника

5.1.18. На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f)=f/F$; $0 < f < F$; поступает белый шум с постоянной спектральной плотностью мощности G_0 . Дисперсия шума на выходе канала связи

* $G_0 F/3$; # $F G_0/5$; # $2 F G_0$; # $\pi G_0 F^2/2$; # $\pi G_0/F$

5.1.19. Связь выхода и входа непрерывного канала связи определяется соотношением: $A(t) = B(t) \cdot V[t; C(t)] + D(t)$. Соответствие между сигналами и их наименованиями

* $A(t)$ - отклик канала; * $B(t)$ - мультипликативная помеха; * $V(t)$ - полезная составляющая отклика; * $C(t)$ - входное воздействие; * $D(t)$ - аддитивная помеха

5.1.20 На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f)=[f/F]^2$; $0 < f < F$; поступает белый шум с постоянной спектральной плотностью мощности G_0 . Дисперсия шума на выходе канала связи

* $G_0 F/5$; # $F G_0/3$; # $2 F G_0$; # $\pi G_0 F/3$; # $\pi G_0/F$

5.1.21. На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f)=2$; $0 < f < F$; поступает сигнал со спектральной плотностью мощности: $G(f) = 1/[1 + (f/F)^2]$, $f \geq 0$. Мощность сигнала на выходе канала связи

* πF ; # $F/2$; # F ; # $2\pi F$; # $4\pi/F$

5.1.22. На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f)=4$; $0 < f < F$; поступает сигнал со спектральной плотностью мощности: $G(f) = 1/[1 + (f/F)^2]$, $f \geq 0$. Мощность сигнала на выходе канала связи

* $4\pi F$; # $F/2$; # F ; # $2\pi F$; # πF

5.1.23 На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f) = 2/\sqrt{1 + (f/F)^2}$, $f \geq 0$, поступает белый шум с постоянной спектральной плотностью мощности G_0 . Дисперсия шума на выходе канала связи

* $2\pi F G_0$; # $F G_0$; # $2 F G_0$; # $2\pi F$; # $\pi G_0/F$

5.1.24. На вход канала связи с единичной АЧХ в полосе частот $[0; F]$ поступает сигнал со спектральной плотностью мощности: $G(f) = 1/[1 + (f/F)^2]$, $f \geq 0$. Мощность сигнала на выходе канала связи

* $\pi F/4$; # $F/2$; # F ; # $2\pi F$; # $4\pi/F$

5.1.25. На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f) = 1/\sqrt{1 + (f/F)^2}$, $f \geq 0$, поступает белый шум с постоянной спектральной плотностью мощности G_0 . Дисперсия шума на выходе канала связи

* $\pi F G_0/2$; # $F G_0$; # $2 F G_0$; # $2\pi F$; # $\pi G_0/F$

5.1.26. Двоичный источник вырабатывает равновероятные символы. Двоичный ДКС характеризуется матрицей переходных вероятностей с элементами: $p(0|0) = 0.5$, $p(1|0) = 0.5$, $p(0|1) = 0.3$, $p(1|1) = 0.7$. Средняя вероятность ошибки

* 0.4; # 0.3; # 0.45; # 0.6

5.1.27. Двоичный источник вырабатывает равновероятные символы. Двоичный ДКС характеризуется матрицей переходных вероятностей с элементами: $p(0|0) = 0.8$, $p(1|0) = 0.2$, $p(0|1) = 0.4$, $p(1|1) = 0.6$. Средняя вероятность ошибки

* 0.3; # 0.25; # 0.4; # 0.1

5.1.28. Двоичный источник вырабатывает равновероятные символы. Двоичный ДКС характеризуется матрицей переходных вероятностей с элементами: $p(0|0) = 0.8$, $p(1|0) = 0.2$, $p(0|1) = 0.3$, $p(1|1) = 0.7$. Средняя вероятность ошибки

* 0.25; # 0.3; # 0.45; # 0.1

5.1.29. Двоичный источник вырабатывает равновероятные символы. Двоичный ДКС характеризуется матрицей переходных вероятностей с элементами: $p(0|0) = 0.6$, $p(1|0) = 0.4$, $p(0|1) = 0.3$, $p(1|1) = 0.7$. Средняя вероятность ошибки

* 0.35; # 0.2; # 0.45; # 0.1

5.1.30. В двоичном симметричном ДКС: $p(1|0) = p(0|1) = p$; $p(0) = 0.5$. Средняя вероятность ошибки

* p ; # 0.5; # $0.5p$; # $2p$

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-2Т.

Тесты по теме 1.4. «Дискретизация сигналов во времени»

Тесты по теме 1.7. «Теорема Котельникова»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

*ПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ **

НЕПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ #

1.4.1. Спектр непрерывной функции, которая полностью определяется своими отсчетами, взятыми в моменты времени kT , $T=1/2F_m$:

* не содержит частот выше F_m ;

содержит частоты выше F_m ;

бесконечный;

не содержит частот меньше F_m ;

1.4.2. Интервал дискретизации по теореме Котельникова для сигнала, спектр которого ограничен частотой F_m , равен:

$$* \frac{1}{2F_m}; \# 1/F_m; \# F_m; \# 2/F_m; \# 2F_m$$

1.4.3. Интервал дискретизации по теореме Котельникова для сигнала, спектр которого ограничен частотой ω_m , равен:

$$* \frac{\pi}{\omega_m}; \# \frac{1}{\omega_m}; \# \frac{\pi}{2\omega_m}; \# \frac{2\pi}{\omega_m};$$

1.4.4. Интервал дискретизации, если спектр сигнала ограничен частотой 500 Гц, равен:

$$* 1\text{мс}; \# 2\text{мс}; \# 500\text{ мс}; \# 1000\text{ Гц}; \# 500\text{ Гц}.$$

1.4.5. Интервал дискретизации, если спектр сигнала ограничен частотой 3140 рад/с равен:

$$* 1\text{ мс}; \# 2\text{ мс}; \# 0.5\text{ мс}; \# 1570\text{ рад/с};$$

1.4.6. Фамилия автора теоремы, в соответствии с которой осуществляется дискретизация функции по времени:

$$* \text{Котельников}; \# \text{Винер}; \# \text{Шеннон}; \# \text{Фурье}; \# \text{Лаплас}.$$

1.4.7. Интервал дискретизации, если частота дискретизации 100 Гц, равен:

$$* 10\text{мс}; \# 20\text{ мс}; \# 100\text{ мс}; \# 50\text{ Гц}; \# 10\text{Гц}.$$

1.4.8. Частота дискретизации, если интервал дискретизации 1мс, равна:

$$* 1000\text{ Гц}; \# 500\text{ Гц}; \# 250\text{ Гц}; \# 125\text{ Гц};$$

1.4.9. Спектр сигнала, для которого интервал дискретизации равен 10мс, ограничен частотой:

$$* 50\text{ Гц}; \# 100\text{ Гц}; \# 10\text{мс}; \# 50\text{ мс}; \# 50\text{ рад/с};$$

1.4.10. В соответствии с теоремой Котельникова осуществляется _____ непрерывной функции.

$$* \text{дискретизация}; \# \text{квантование}; \# \text{усиление}; \# \text{ослабление};$$

1.4.11. Для определения интервала дискретизации по теореме Котельникова должна быть задана _____ спектра функции.

$$* \text{ширина}; \# \text{высота}; \# \text{длительность}; \# \text{полнота};$$

1.4.12. Сигнал описывается функцией времени $u(t)=\cos 2\pi t$. Отсчеты сигнала, взятые в соответствии с теоремой Котельникова в моменты времени $t=0.5k$, $k=0,1,2$, равны, соответственно:

$$* 1; -1; 1; \# 1; 0; 1; \# 1; 1; 1; \# 0; 1; 0;$$

1.4.13. Сигнал описывается функцией времени $u(t)=\cos \pi t$. Отсчеты сигнала, взятые в соответствии с теоремой Котельникова в моменты времени $t=0.5k$, $k=0,1,2$, равны, соответственно:

$$* 1; 0; -1; \# 1; 0; 0; \# 1; 1; 1; \# 0; 1; 0;$$

1.4.14. По теореме Котельникова отсчеты функции берутся с частотой, которую называют частотой _____.

$$* \text{дискретизации}; \# \text{квантования}; \# \text{усиления}; \# \text{гармоники};$$

1.4.15. Ряд Котельникова для непрерывной функция с заданной точностью может быть представлен в виде:

$$* x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT) \frac{\sin \omega_m(t-kT)}{\omega_m(t-kT)}; \# x(t) = x(kT) \frac{\sin \omega_m(t-kT)}{\omega_m(t-kT)};$$

$$\# x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t) \frac{\sin \omega_m(t-kT)}{\omega_m(t-kT)}; \# x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT) \frac{\sin \omega_m t}{\omega_m t};$$

1.4.16. Для восстановления исходной непрерывной функции по ее отсчетам необходимо подать эти отсчеты на вход:

* идеального ФНЧ; # ФНЧ;
резонансного контура; # RC фильтра;

1.4.17. Спектр сигнала ограничен частотой 1000 Гц. Интервал дискретизации в мкс и частота дискретизации в р/с, соответственно, равны:

* 500 мкс; 12560 рад/с; # 1000 мкс; 2000 рад/с;
500 мкс; 6280 рад/с; # 1000 мкс; 12560 рад/с;

1.4.18. Спектр сигнала ограничен частотой 6280 рад/с. Интервал дискретизации в мкс и частота дискретизации в кГц, соответственно, равны:

* 500 мкс; 2 кГц; # 1000 мкс; 2кГц;
500 мкс; 6280 рад/с; # 1000 мкс; 12560 рад/с;

1.4.19. Для восстановления непрерывной функции из отсчетов используется _____ ФНЧ.

* идеальный ; # реальный; # RC; # хороший;

1.4.20. Интервал дискретизации (слева) соответствует ширине спектра сигнала (справа):

* 1мс; 0.5 кГц;
* 1с; 0.5 Гц;
* 5 мс; 100Гц;
* 2мкс; 250 кГц;

1.7.1. Непрерывный гармонический сигнал имеет вид $u(t)=\cos 2\pi \cdot 10^3 t$. Интервал дискретизации по теореме Котельникова и первые три отсчета, начиная с момента $t=0$, соответственно, равны:

* 0.5 мс; 1; -1; 1; # 0.5 мс; 0; 1; 0;
1мс; 1; -1; 1; # 0.5 мс; 1; 0; 1; # 1 мс; 0; -1; 1;

1.7.2. Непрерывный гармонический сигнал имеет вид $u(t)=\cos 2\pi \cdot 10^4 t$.

Максимальная частота в спектре этого сигнала и первые три отсчета, начиная с момента $t=0$, соответственно, равны

* 10^4 Гц ; 1; -1; 1; # 10 кГц ; 1; 0; 1; # 10^4 Гц ; 1; 1; 1;
10^4 рад/с ; 1; -1; 1;

1.7.3. Ширине спектра функции (слева) соответствует интервал дискретизации (справа):

* 0.1 кГц; * 5 мс;
* 1 мГц; * 0.5 мкс;
* 5 Гц; * 0.1 с;
* 0.25 Гц; * 2с ;

1.7.4. Ширине спектра функции (слева) соответствует частота дискретизации (справа):

* 0.1 кГц; * 0.2 кГц ;
* 1 мГц; * $12.56 \cdot 10^6$ рад/с ;
* 31,4 р/с ; * 10 Гц ;
* 0.25 Гц; * 3.14 рад/с ;

1.7.5. Ширине спектра функции, дискретизированной в соответствии с теоремой Котельникова (слева), соответствует полоса пропускания идеального ФНЧ (справа) :

* 0.1 кГц; * 0.1 кГц ;
* 1 мГц; * $6.28 \cdot 10^6$ рад/с ;
* 31,4 р/с ; * 5 Гц ;
* 0.25 Гц; * 1.57 рад/с ;

1.7.6. Порядок следования символов в формуле, определяющей интервал дискретизации по теореме Котельникова:

$$* T; * =; * 1; * /; * 2F_B; \# 3; \# ^; \# +;$$

1.7.7. Порядок следования символов в формуле, определяющей интервал дискретизации по теореме Котельникова:

$$* T; * =; * \pi; * /; * \omega_B; \# 3; \# ^; \# +;$$

1.7.8. Порядок следования символов в формуле, определяющей частоту дискретизации по теореме Котельникова:

$$* \omega_d; * =; * 4; * \pi; * F_B; \# 2; \# -; \# +;$$

1.7.9. Порядок следования символов в разложении функции в ряд Котельникова:

$$* x(t); * =; * \sum_{-\infty}^{\infty}; * x(kT); * \frac{\sin \omega_B(t-kT)}{\omega_B(t-kT)};$$

$$\# \cos \omega_B(t-kT); \# e^x; \# +;$$

1.7.10. Непрерывный гармонический сигнал имеет вид $u(t)=0.5\cos 2\pi \cdot 10^4 t$. Интервал дискретизации по теореме Котельникова и первые три отсчета, начиная с момента $t=0$, соответственно, равны _____ мс, _____, _____, _____:

$$* 0.05 \text{ мс}; 0.5; -0.5; 0.5;$$

1.7.11. Амплитудный спектр непрерывного сигнала имеет вид:

$$S(\omega) = \exp(-2\omega/\alpha); \omega > 0;$$

Частота дискретизации равна 2α . Относительная среднеквадратическая погрешность дискретизации данного сигнала в соответствии с теоремой Котельникова равна:

$$* e^{-4}; \# e^{-2}; \# \alpha \cdot e^{-2}/3.14; \# 0.5 \cdot e^{-3}; \# 0.5\alpha \cdot e;$$

1.7.12. Порядок следования символов в формуле, определяющей среднеквадратическую погрешность дискретизации функции по теореме Котельникова:

$$* \varepsilon^2; * \frac{1}{\pi}; * =; * \int_{\omega_B}^{\infty}; * |S(\omega)|^2; * d\omega; \# S(\omega); \# dt; \# +;$$

1.7.13. На вход идеального ФНЧ подаются импульсы-отсчеты.

Порядок следования импульсов на выходе ИФНЧ:

$$* x(0) \sin \omega_B t / \omega_B t;$$

$$* x(T) \sin \omega_B(t-T) / \omega_B(t-T);$$

$$* x(2T) \sin \omega_B(t-2T) / \omega_B(t-2T);$$

$$* x(3T) \sin \omega_B(t-3T) / \omega_B(t-3T);$$

$$* x(4T) \sin \omega_B(t-4T) / \omega_B(t-4T);$$

1.7.14. На вход RC фильтра нижних частот подаются импульсы-отсчеты. Порядок следования импульсов на выходе ФНЧ:

$$* x(0) \exp(-t/RC);$$

$$* x(T) \exp[-(t-T)/RC];$$

$$* x(2T) \exp[-(t-2T)/RC];$$

$$* x(3T) \exp[-(t-3T)/RC];$$

$$* x(4T) \exp[-(t-4T)/RC];$$

1.7.15. Амплитудный спектр непрерывного сигнала имеет вид:

$$S(\omega) = \exp(-\omega/\alpha); \omega < 100 \text{ рад/с};$$

Погрешность дискретизации данного сигнала в соответствии с теоремой Котельникова равна нулю, если частота дискретизации:

* больше или равна 200 рад/с; # равна 100 рад/с ; # бесконечно мала; # равна 50 рад/с ;

1.7.16. Амплитудный спектр непрерывного сигнала имеет вид:

$$S(\omega) = \exp(-\omega/\alpha); \omega > 0;$$

Погрешность дискретизации данного сигнала в соответствии с теоремой Котельникова равна нулю, если частота дискретизации:

* бесконечно велика; # равна α ; # бесконечно мала; # равна 2α ;

1.7.17. Амплитудный спектр непрерывного сигнала имеет вид:

$$S(\omega) = \exp(-\omega/\alpha); \omega < 50 \text{ рад/с};$$

Погрешность дискретизации данного сигнала в соответствии с теоремой Котельникова равна нулю, если частота дискретизации:

* больше или равна 100 рад/с; # больше 50 рад/с ;
бесконечно велика; # равна 50 рад/с ;

1.7.18. Теорема Котельникова справедлива точно для сигнала:

* с финитным спектром;
с бесконечным спектром;
с дискретным спектром;
с неограниченным спектром;

1.7.19. Частота дискретизации равна:

* удвоенной ширине спектра сигнала;
ширине спектра сигнала;
половине ширины спектра сигнала;
интервалу дискретизации;

1.7.20. Частота дискретизации по теореме Котельникова равна 1 кГц. Ширина спектра сигнала равна:

* 0.5 кГц; # 1 кГц; # 2 кГц; # 1 мс;

1.7.21. Частота дискретизации по теореме Котельникова равна 6280 р/с. Ширина спектра сигнала равна:

* 0.5 кГц; # 1 кГц; # 2 кГц; # 1 мс;

1.7.22. Интервал дискретизации по теореме Котельникова равен 1 мс. Ширина спектра сигнала равна :

* 0.5 кГц; # 1 кГц; # 2 кГц; # 1 мс;

1.7.23. Интервал дискретизации по теореме Котельникова равен 0.5 мс. Ширина спектра сигнала равна :

* 6280 рад/с ; # 6280 кГц; # 2 кГц; # 1 мс;

1.7.24. Сигнал описывается функцией времени $u(t) = \cos 2\pi t$. Соответствие отсчетов (справа) моментам времени (слева):

* 0 ;	* 1 ;
* 0.5 ;	* -1;
* 1;	* 1;
* 3;	* 1;
	# 0 ;
	# 0;

1.7.25. Сигнал описывается функцией времени $u(t) = 2\cos 2\pi t$. Отсчеты берутся в моменты времени $t = 0.5k$; $k = 0, 1, 2, 3, 4$. Порядок следования отсчетов:

* 2 ; * -2 ; * 2 ; * -2; * 2;

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-3Т

Тесты по теме 1.5. «Случайные процессы и их характеристики»

Тесты по теме 1.6. «Корреляционная функция»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

*ПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ **

НЕПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ #

1.5.1. Процесс называется детерминированным, если:

- * его можно предсказать абсолютно точно;
- # его значения предсказать абсолютно точно невозможно;
- # он неизвестен получателю;
- # его параметры неизвестны;

1.5.2. Процесс называется случайным, если:

- * его значения предсказать абсолютно точно невозможно;
- # его можно предсказать абсолютно точно;
- # он гармонический;
- # это единичный импульс;

1.5.3. Среднее значение случайного процесса обозначается следующим образом:

- * m_1 ; # M_2 ; # m_2 ; # σ^2 ;

1.5.4. Дисперсия случайного процесса обозначается следующим образом:

- * M_2 ; * σ^2 ; # m_1 ; # m_2 ;

1.5.5. Дисперсия случайного процесса - это:

- * средняя мощность переменной составляющей случайного процесса;
- # постоянная составляющая случайного процесса;
- # переменная составляющая случайного процесса;
- # мощность постоянной составляющей случайного процесса;

1.5.6. Нормальная функция плотности вероятности дана выражением:

$$* W(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-m_1)^2}{2\sigma^2}\right); \quad \# W(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-m_1)}{2\sigma^2}\right);$$

$$\# W(x) = \exp\left(-\frac{(x-m_1)}{2\sigma^2}\right); \quad \# W(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-m_1)^3}{2\sigma^2}\right);$$

1.5.7. Дисперсия случайного процесса - это средняя _____
переменной составляющей случайного процесса :

* мощность ; # амплитуда; # фаза; # частота;

1.5.8. Среднее значение случайного процесса - это _____
составляющая случайного процесса :

* постоянная ; # мощность ; # амплитудная; # переменная; # частотная;

1.5.9. Второй начальный момент распределения - это полная средняя _____
случайного процесса :

* мощность ; # амплитуда; # фаза; # частота; # дисперсия;

1.5.10. Площадь, ограниченная графиком $W(x)$ и осью x , равна _____:

* 1 ; # 0; # 2; # -1; # ∞ ;

1.5.11. Одномерная ФРВ характеризует вероятность того, что случайный процесс принимает значения :

* $x < x_0$; # $x = x_0$; # $x > x_0$; # $x < \infty$; # $x > \infty$;

1.5.12. Нормальная функция плотности вероятности, имеющая среднее значение 2 и дисперсию 1 дана выражением:

$$* W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-2)^2}{2}\right); \quad \# W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-2)}{2}\right);$$

$$\# W(x) = \exp\left(-\frac{(x-m_1)}{2\sigma^2}\right); \quad \# W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-2)^3}{2}\right);$$

1.5.13. Порядок следования символов в формуле связывающей, числовые характеристики случайного процесса:

* σ^2 ; * =; * m_2 ; * -; * m_1^2 ; # m_2^2 ; # m_1 ; # σ ;

1.5.14. Соответствие среднего значения и дисперсии (справа) нормальной ФПВ (слева):

$$* W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-10)^2}{2}\right); \quad * 10, 1;$$

$$* W(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-4)^2}{8}\right); \quad * 4, 4;$$

$$* W(x) = \frac{1}{3\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x+2)^2}{18}\right); \quad * -2, 9;$$

$$* W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right); \quad * 0, 1;$$

1.5.15. Соответствие нормальной ФПВ (справа) среднему значению и дисперсии (слева):

$$* 110, 1; \quad * W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-110)^2}{2}\right);$$

$$* 14, 4; \quad * W(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-14)^2}{8}\right);$$

$$* -22, 9; \quad * W(x) = \frac{1}{3\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x+22)^2}{18}\right);$$

$$* 0, 1; \quad * W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right);$$

1.5.16. Соответствие значения аргумента (справа) значению нормальной ФРВ (слева):

$$\begin{array}{ll} * F(.) = 0; & * -\infty; \\ * F(.) = 0.5; & * 0; \\ * F(.) = 1; & * \infty; \end{array}$$

1.5.17. Вероятность того, что нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$* W(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{8}\right); \quad ;$$

принимает значения больше 0, равна:

$$* 0.5; \# 1; \# 0; \# \infty; \# -\infty;$$

1.5.18. Вероятность того, что нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$* W(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-4)^2}{8}\right); \quad ;$$

принимает значения больше ∞ , равна :

$$* 0; \# 1; \# 0.5; \# \infty; \# -\infty;$$

1.5.19. Порядок следования символов в формуле гауссовского распределения :

$$\begin{array}{llllll} * W(x); & * =; & * \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}; & * \exp; & * [; & * -; \\ * \frac{(x-m_1)^2}{2\sigma^2}; & *] & & & & \end{array}$$

1.5.20. Порядок следования символов в формуле релеевского распределения :

$$\begin{array}{llllll} * W(x); & * =; & * \frac{x}{\sigma^2}; & * \exp; & * (; & * -; \\ * \frac{x^2}{2\sigma^2}; & *) & & & & \end{array}$$

1.5.21. Порядок следования символов в формуле равномерного распределения :

$$\begin{array}{llllll} * W(x); & * =; & * \frac{1}{A}; & * \text{при}; & * |x|; & * <; \\ * A/2; & & & & & \end{array}$$

1.5.22. Порядок следования символов в формуле, выражающей условие нормировки

:

$$* \int_{-\infty}^{\infty}; \quad * W(x); \quad * dx; \quad * =; \quad * 1;$$

1.5.23. Порядок следования символов в формуле, определяющей среднее значение:

$$* m_1; * =; * \int_{-\infty}^{\infty}; * x; * W(x); * dx;$$

1.5.24. Порядок следования символов в формуле, определяющей второй начальный момент:

$$* m_2; * =; * \int_{-\infty}^{\infty}; * x^2; * W(x); * dx;$$

1.5.25. Порядок следования символов в формуле, определяющей дисперсию:

$$* \sigma^2; * =; * \int_{-\infty}^{\infty}; * (x - m_1)^2; * W(x); * dx;$$

1.5.26. Вероятность того, что нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$* W(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-A)^2}{8}\right); ;$$

принимает значения больше A, равна:

* 0.5; # 1; # 0; # ∞ ; # $-\infty$;

1.5.27. Вероятность того, что нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$W(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-2)^2}{8}\right); ;$$

принимает значения меньше 2, равна:

* 0.5; # 1; # 0; # ∞ ; # $-\infty$;

1.5.28. Вероятность того, что нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$W(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-2)^2}{8}\right); ;$$

принимает значения больше 2, равна:

* 0.5; # 1; # 0; # ∞ ; # $-\infty$;

1.5.29. Вероятность того, что случайный процесс, имеющий ФПВ вида:

$$W(x)=1/4; \text{ при } |x|<2$$

принимает значения меньше -1, равна :

* 0.25; # 0.5; # 1; # 0; # -1;

1.5.30. Порядок следования символов в формуле, определяющей вероятность того, что $x > A$:

$$* p(x>A); * =; * \int_A^{\infty}; * W(x); * dx; \# 1; \# x;$$

1.5.31. Порядок следования символов в формуле, выражающей связь ФРВ и ФПВ:

$$* F(x); * =; * \int_{-\infty}^x; * W(x); * dx; \# d/dx; \# x;$$

1.5.32. Порядок следования символов в формуле, выражающей связь ФПВ и ФРВ:

$$* W(x); * =; * \frac{d}{dx}; * F(x); \# \int_{-\infty}^x; ; \# x;$$

1.5.33. ФРВ случайного процесса равна:

$$F(x)=ax; \text{ при } 0 < x < 0.5;$$

ФПВ имеет вид:

* $W(x)=2$; при $0 < x < 0.5$; # $W(x)=1$; при $0 < x < 0.5$;
$W(x)=1$; при $0 < x < 1$; # * $W(x)=4$; при $0 < x < 0.5$;

1.5.34. ФПВ случайного процесса равна:

$W(x)=a$; при $0 < x < 0.25$; $W(x)=0$; при $x < 0$; $x > 0.25$;

ФРВ имеет вид:

* $F(x)=4x$; при $0 < x < 0.25$; # $F(x)=4x$; при $0 < x < 0.5$;

$F(x)=2x$; при $0 < x < 0.5$; # $F(x)=x$; при $0 < x < 1$;

1.5.35. Вероятность того, что нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$W(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{8}\right); \quad ;$$

принимает значения от $-\infty$ до 0 , равна:

* 0.5 ; # 1 ; # 0 ; # ∞ ; # $-\infty$;

1.5.36. Функция плотности вероятности случайного процесса

имеет вид:

$$W(x) = h; \text{ при } |x| < 2;$$

$$W(x) = 0; \text{ при } |x| > 2;$$

Параметр h равен :

* 0.25 ; # 0.5 ; # 1 ; # 0 ; # -1 ;

1.5.37. Функция плотности вероятности случайного процесса

имеет вид:

$$W(x) = h; \text{ при } |x| < 5;$$

$$W(x) = 0; \text{ при } |x| > 5;$$

Параметр h равен :

* 0.1 ; # 5 ; # 0.5 ; # 10 ; # 1 ;

1.5.38. Дана нормальная функция плотности вероятности:

$$* W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-10)^2}{2}\right); \quad ;$$

Среднее значение процесса равно :

* 10 ; # 0.5 ; # 1 ; # 0 ; # -10 ;

1.5.39. Дана нормальная функция плотности вероятности:

$$* W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-10)^2}{2}\right); \quad ;$$

Дисперсия процесса равна:

* 1 ; # 2 ; # 10 ; # 0 ; # -10 ;

1.5.40. Функция плотности вероятности случайного процесса

имеет вид:

$$W(x) = h; \text{ при } |x| < 2;$$

$$W(x) = 0; \text{ при } |x| > 2;$$

Среднее значение процесса равно:

* 0 ; # 0.5 ; # 1 ; # 2 ; # h ;

1.5.41. Среднее значение случайного процесса определяется выражением:

$$*m_1 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt; \quad \# m_2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^2(t) dt;$$

$$\# \sigma^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [x(t) - m_1]^2 dt; \quad \# m_3 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^3(t) dt;$$

1.5.42. Дисперсия случайного процесса определяется выражением:

$$* \sigma^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [x(t) - m_1]^2 dt; \quad \# m_2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^2(t) dt;$$

$$\# m_1 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt; \quad \# m_3 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^3(t) dt;$$

1.5.43. Соответствие названия символу:

- * M_2 ; * дисперсия;
- * m_1 ; * среднее значение;
- * m_2 ; * второй начальный момент ;
- # коэффициент гармоник;
- # коэффициент усиления;

1.5.44. Полная средняя мощность случайного процесса определяется выражением:

$$* m_2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^2(t) dt; \quad \# \sigma^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [x(t) - m_1]^2 dt;$$

$$\# m_1 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt; \quad \# m_3 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^3(t) dt;$$

1.6.1. Корреляционная функция обозначается следующим образом:

$$* B(t_1, t_2); \quad * B(t_1 - t_2); \quad * B(\tau); \quad \# B(\omega);$$

1.6.2. Корреляционная функция характеризует:

- * степень статистической связи двух значений случайного процесса;
- # среднее значение процесса;
- # амплитуду процесса;

1.6.3. Энергетический спектр случайного процесса - это:

- * зависимость энергии составляющих процесса от частоты;
- # зависимость энергии составляющих процесса от времени;
- # зависимость фазы составляющих процесса от частоты;
- # зависимость амплитуды составляющих процесса от частоты;

1.6.4. Корреляционная функция и энергетический спектр случайного процесса связаны преобразованием:

$$* \text{Винера-Хинчина}; \quad \# \text{Фурье}; \quad \# \text{Лопиталья}; \quad \# \text{Тейлора};$$

1.6.5. Ширина энергетического спектра и интервал корреляции случайного процесса:

- * обратно пропорциональны друг другу;

прямо пропорциональны друг другу;
независимы;

1.6.6. Спектральная плотность белого шума на единичном сопротивлении равна 2 вт/Гц. Дисперсия белого шума в полосе частот 628р/с равна:
*200 вт; # 100 вт; # 628 вт ; # 1256 вт; # 2 вт ;

1.6.7. Соответствие мощности белого шума в полосе частот 628р/с (справа) спектральной плотности белого шума на единичном сопротивлении (слева):
*3 вт/Гц; *300вт.;
*15 вт/Гц; * 1500 вт;
*0,11 вт/Гц; * 11 вт;

1.6.8. Дисперсия белого шума в полосе частот 628р/с равна 1000 вт. Спектральная плотность белого шума на единичном сопротивлении равна _____ вт/Гц:
*10;

1.6.9. Спектральная плотность белого шума – это мощность шума, приходящаяся на полосу частот:

* 1 Гц; # 1 вт ; # 1 с; # 1 мс ;

1.6.10. Спектральная плотность белого шума на единичном сопротивлении равна 2 вт/Гц. Полоса частот, в которой дисперсия белого шума равна 1000 вт, составляет :

*3140 рад/с; # 100 Гц ; #3140 Гц ; # 1000 Гц ;

1.6.11. Корреляционная функция случайного процесса равна:

$$B(\tau)=5*\exp(-4 \tau)$$

Дисперсия процесса на единичном сопротивлении равна :

*5 вт; # 4 вт; # 1 вт; # 0 вт; # 20 вт;

1.6.12. Корреляционная функция случайного процесса равна:

$$B(\tau)=16*\exp(-2 \tau)$$

Средняя мощность процесса на единичном сопротивлении равна:

*16; # 2 вт; # 1 вт; # 0 вт; # 32 вт;

1.6.13. Корреляционная функция случайного процесса при $\tau=0$ - это _____ процесса :

* дисперсия; * средняя мощность переменной составляющей;

1.6.14. Интервал корреляции случайного процесса _____ пропорционален ширине энергетического спектра:

* обратно; # прямо;

1.6.15. Энергетический спектр случайного процесса – это зависимость энергии составляющих процесса от:

* частоты; # времени; # фазы; # амплитуды; # напряжения;

1.6.16. Интервал корреляции можно определить как интервал времени, в течение которого корреляционная функция:

$$B(\tau)=24*\sin 6.28\tau/6.28\tau;$$

изменяется от максимального значения до 0. Интервал корреляции для данной функции $B(\tau)$ равен:

* 0.5 с ; # 1 с ; # 0 ; # 0.1 с ; # 2 с ;

1.6.17. Интервал корреляции можно определить как интервал времени, в течение которого корреляционная функция:

$$B(\tau)=4*\sin 628\tau/628\tau;$$

изменяется от максимального значения до 0. Интервал корреляции для данной функции $B(\tau)$ равен :

* 0.005 с ; # 0.5 с ; # 0 ; # 0.05 с ; # 1 с ;

1.6.18. Интервал корреляции уменьшился в 3 раза. Следовательно, ширина энергетического спектра этого процесса :

- * увеличилась в 3 раза; # уменьшилась в 3 раза;
- # увеличилась в 9 раз; # уменьшилась в 9 раз;

1.6.19. Интервал корреляции уменьшился в 4 раза. Следовательно, ширина энергетического спектра этого процесса :

- * увеличилась в 4 раза; # уменьшилась в 4 раза;
- # увеличилась в 16 раз; # уменьшилась в 16 раз;

1.6.20. Интервал корреляции увеличился в 2 раза. Следовательно, ширина энергетического спектра этого процесса :

- * уменьшилась в 2 раза; # увеличилась в 2 раза;
- # увеличилась в 4 раза; # уменьшилась в 4 раза;

1.6.21. Постоянная составляющая процесса x равна 2. Процесс $y=2x$. Среднее значение процесса y равно:

- * 4; # 2; # 0; # 1;

1.6.22. Среднее значение процесса x равно 1. Процесс $y=2x-1$. Постоянная составляющая процесса y равна ____.

- * 1; # 2; # 0; # 1;

1.6.23. Дисперсия процесса x равна 2, а среднее значение равно 0. Процесс $y=2x$. Дисперсия процесса y равна :

- * 8; # 2; # 0; # 1;

1.6.24. Средняя мощность переменной составляющей процесса x равна 3, а среднее значение равно 0. Процесс $y=2x$. Дисперсия процесса y равна:

- * 12; # 6; # 0; # 18;

1.6.25. На входе линейной цепи действует нормальный случайный процесс. Процесс на выходе этой цепи :

- * нормальный; # не нормальный; # детерминированный;
- # равен 0;

1.6.26. Нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$* W(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{8}\right); ;$$

подвергается нелинейному преобразованию $y=x^2$. ФПВ процесса y имеет вид:

$$* W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y}{8}\right); \quad \# W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y^2}{8}\right);$$

$$\# W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y^3}{8}\right); \quad \# W(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y}{2}\right);$$

1.6.27. Нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$* W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right); ;$$

подвергается нелинейному преобразованию $y=|x|$. ФПВ процесса y имеет вид:

$$* \quad W(y) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) ; y > 0;$$

$$\# \quad W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y^2}{8}\right) ;$$

$$\# \quad W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y^3}{8}\right) ; \quad \# \quad W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y}{2}\right) ;$$

1.6.28. Нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$* W(x) = \frac{1}{3\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{18}\right) ; ;$$

подвергается преобразованию $y=x+1$. ФПВ процесса y имеет вид:

$$* \quad W(y) = \frac{1}{3\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(y-1)^2}{18}\right) ; \quad \# \quad W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{8}\right) ;$$

$$\# \quad W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^3}{8}\right) ; \quad \# \quad W(y) = \frac{1}{3\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y}{2}\right) ;$$

1.6.29. Нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$* W(x) = \frac{1}{4\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{32}\right) ; ;$$

подвергается преобразованию $y=2x$. ФПВ процесса y имеет вид:

$$* \quad W(y) = \frac{1}{8\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{128}\right) ; \quad \# \quad W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{8}\right) ;$$

$$\# \quad W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y^3}{8}\right) ; \quad \# \quad W(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y}{2}\right) ;$$

1.6.30. Нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$* W(x) = \frac{1}{10\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{200}\right) ; ;$$

подвергается преобразованию $y=2x+2$. ФПВ процесса y имеет вид:

$$* \quad W(y) = \frac{1}{20\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(y-2)^2}{800}\right) ; \quad \# \quad W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y^2}{8}\right) ;$$

$$\# \quad W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y^3}{8}\right) ; \quad \# \quad W(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y}{2}\right) ;$$

МТУСИ

Дисциплина: Теория электрической связи

TEST-4Т

Тесты по теме 2.1: Аппроксимация характеристик.

Тесты по теме 2.2: Метод кратных дуг.

Тесты по теме 2.3: Метод угла отсечки.

Тесты по теме 2.4: Метод трех и пяти ординат
Тесты по теме 2.5: Бигармоническое воздействие

Автор: Санников Владимир Григорьевич

*ПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ **

НЕПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ #

2.1.1. Заданную таблично или графически, нелинейную характеристику можно представить аналитически посредством:

* аппроксимации; # дискретизации; # ортогонализации; # модуляции.

2.1.2. ВАХ аппроксимирована соотношением: $i = a_1 u + a_2 u^2$. Ток измеряется в амперах (А), напряжение в вольтах (В). Размерность коэффициента a_1 :

* A/B # A # A^2/B^2 # A^2/B

2.1.3. Аппроксимация, при которой нелинейная характеристика представляется степенным рядом:

* полиномиальная; # трансцендентная; # кусочно-линейная; # экспоненциальная

2.1.4. Аппроксимация, при которой нелинейная характеристика представляется отрезками прямых:

* кусочно-линейная; # полиномиальная; # трансцендентная; # кусочно-постоянная;

2.1.5. Точность полиномиальной аппроксимации при увеличении степени полинома:

* увеличивается; # уменьшается; # не изменяется; # равна нулю

2.1.6. ВАХ аппроксимирована соотношением: $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2$. Ток измеряется в амперах (А), напряжение в вольтах (В). Размерность коэффициента a_0

* A # A^2 # A^2/B^2 # A^2/B

2.1.7. ВАХ аппроксимирована соотношением: $i = a_0 + a_1 u$, и определена двумя координатами $(u_1; i_1) = (0; 0)$; $(u_2; i_2) = (2; 2)$. Коэффициенты полинома равны

* 0; 1 # 0; 1,5 # 2; 2 # 0; 0 # 1; 1.

2.1.8. Вольт-амперная характеристика (ВАХ) задана в виде: $i = a_1 u + a_3 u^3$, и определена двумя координатами $(u_1; i_1) = (1; 2,5)$; $(u_2; i_2) = (2; 2)$. Коэффициенты полинома равны

* 3; -0,5 # -2; 1,5 # 2,5; 3 # 0,5; 3 # 2; -0,5

2.1.9. ВАХ аппроксимирована соотношением: $i = a_0 + a_1 u$, и определена двумя координатами $(u_1; i_1) = (0; 1)$; $(u_2; i_2) = (2; 2)$. Коэффициенты полинома равны

* 1; 0,5 # 0; 1,5 # 0; 1 # 2; 3 # 1; 1.

2.1.10. Аппроксимация двумя отрезками прямых преимущественно применяется для анализа работы нелинейной цепи (НЦ) в режиме ____ амплитуд

* больших; # малых; # любых

2.1.11. Степенная аппроксимация преимущественно применяется для анализа работы нелинейной цепи (НЦ) в режиме ____ амплитуд

* малых; # больших; # любых

2.1.12. ВАХ аппроксимирована соотношением: $i=0, u < U_0$; $i=2+u, u > U_0$. Напряжение отсечки U_0 и крутизна линейного участка S равны

* -2; 1 # 2; 1 # 1; -1 # 2; 2

2.1.13. ВАХ аппроксимирована соотношением: $i = a_0 + a_1 u$, и определена двумя координатами $(u_1; i_1)=(0; 2)$; $(u_2; i_2)=(2; 2)$. Коэффициенты полинома равны

* 2; 0 # 0; 1,5 # 0; 1 # 0; 0 # 2; 2.

2.1.14 ВАХ аппроксимирована соотношением: $i = a_0 + a_1 u$, и определена двумя координатами $(u_1; i_1)=(0; 3)$; $(u_2; i_2)=(2; 6)$. Коэффициенты полинома равны

* 3; 1.5 # 0; 1,5 # 3; 3 # 0; 0 # 1; 3.

2.1.15 ВАХ аппроксимирована соотношением: $i = a_0 + a_1 u^2$, и определена двумя координатами $(u_1; i_1)=(0; 3)$; $(u_2; i_2)=(1; 6)$. Коэффициенты полинома равны

* 3; 3 # 0; 1,5 # 1; 3 # 2; 1 # 1; 1.

2.2.1. При полиномиальной аппроксимации характеристики нелинейной безынерционной цепи применим спектральный анализ по методу:

* кратных дуг; # угла отсечки; # трех ординат; # пяти ординат

2.2.2. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = u + 0.5u^3$, воздействует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда первой гармоники отклика равна:

* 5; # 3; # 2; # 4

2.2.3. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = u + 0.5u^3$, воздействует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда третьей гармоники отклика равна:

* 1; # 3; # 2; # 4

2.2.4. Отклик нелинейной безынерционной цепи на гармоническое воздействие содержит составляющие на частотах _____ частоте воздействия:

* кратных; # не кратных; # комбинированных; # относительных

2.2.5. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 1 + u + 0.5u^2$, воздействует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда второй гармоники отклика равна:

* 1; # 3; # 2; # 4

2.2.6. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 1 + u + 0.5u^2$, воздействует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда постоянной составляющей отклика равна:

* 2; # 3; # 1; # 4

2.2.7. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 2 + u + 0.5u^2$, воздействует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда постоянной составляющей отклика равна:

* 3; # 1; # 2; # 4

2.2.8. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = a_0 + a_3 u^3$, действует гармоническое колебание. Спектр отклика содержит составляющих всего:

* три; # две; # одну; # четыре

2.2.9. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = a_0 + a_2 u^2$, действует гармоническое колебание. Амплитуда первой гармоники отклика равна:

* 0; # 1; # 2; # 1/2

2.2.10. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 4u^3$, действует гармоническое колебание. Амплитуда второй гармоники отклика равна:

* 0; # 3; # 2; # 1

2.2.11. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 1 + 2u^2$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos 2\pi 10^3 t$. Постоянная составляющая отклика равна:

* 5; # 1; # 0; # 3

2.2.12. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 2 + u + 0.5u^2$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда второй гармоники отклика равна:

* 1; # 3; # 2; # 4

2.2.13. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = u^3$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда первой гармоники отклика равна:

* 6; # 3; # 2; # 1

2.2.14. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = u^3$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда третьей гармоники отклика равна:

* 2; # 3; # 6; # 1

2.2.15. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = a_1 u + a_3 u^3$, действует гармоническое колебание. Частота входного колебания 2 кГц. Спектр выходного тока содержит частоты:

* 2 кГц и 6 кГц; # 0 кГц и 2 кГц; # 2 кГц и 4 кГц; # 1 кГц и 3 кГц;

2.2.16. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = a_1 u + a_3 u^3$, действует гармоническое колебание. Частота входного колебания 5 кГц. Спектр выходного тока содержит частоты:

* 5 кГц и 15 кГц; # 0 кГц и 5 кГц; # 5 кГц и 10 кГц; # 1 кГц и 3 кГц;

2.2.17. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 2 + u + u^3$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда постоянной составляющей отклика равна:

* 2; # 1; # 3; # 4

2.2.18. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 2 + u + u^3$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда первой гармоники отклика равна:

* 8; # 2; # 6; # 4

2.2.18. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 2 + u + u^3$, воздействует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда третьей гармоники отклика равна:

* 2; # 6; # 8; # 4

2.2.19. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 3 + u + u^2$, воздействует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда постоянной составляющей отклика равна:

* 5; # 2; # 1; # 4

2.2.20. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 3 + u + u^2$, воздействует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда второй гармоники отклика равна:

* 2; # 5; # 1; # 4

2.3.1. При аппроксимации характеристики нелинейной безынерционной цепи двумя отрезками прямых применим спектральный анализ по методу:

* угла отсечки; # кратных дуг; # трех ординат; # пяти ординат

2.3.2. На входе нелинейной цепи действует напряжение: $u(t) = 0.2 + 0.8 \cos \omega t$ (В). Напряжение отсечки 0.6 (В). Угол отсечки равен:

* 60° ; # 50° ; # 30° ; # 80°

2.3.3. Крутизна линейного участка ВАХ 25 мА/В. Значение коэффициента Берга $\gamma_0(60^\circ) = 0.109$. Входное напряжение: $u(t) = 0.2 + 0.8 \cos \omega t$ (В). Постоянная составляющая тока отклика:

* 2.18 мА; # 1.09 мА; # 2 мА; # 2.4 мА

2.3.4. Крутизна линейного участка ВАХ 25 мА/В. Значение функции Берга $\gamma_1(60^\circ) = 0.196$. Входное напряжение: $u(t) = 0.2 + 0.8 \cos \omega t$ (В). Амплитуда первой гармоники тока отклика:

* 3.92 мА; # 2.09 мА; # 2.5 мА; # 4 мА

2.3.5. На входе нелинейной цепи действует напряжение: $u(t) = 0.2 + 0.8 \cos \omega t$ (В). Напряжение отсечки $E_0 = -0.6$ (В). Угол отсечки равен:

* 180° ; # 50° ; # 30° ; # 80°

2.3.6. На входе нелинейной цепи действует напряжение: $u(t) = 0.2 + 0.8 \cos \omega t$ (В). Напряжение отсечки 0.2 (В). Угол отсечки равен:

* 90° ; # 50° ; # 30° ; # 80°

2.3.7. При поддержании постоянным максимального значения тока отклика цепи с кусочно-линейной ВАХ, амплитуда 2-ой гармоники отклика максимальна при угле отсечки

* 60° ; # 180° ; # 90° ; # 150°

2.3.8. При поддержании постоянным максимального значения тока отклика цепи с кусочно-линейной ВАХ, амплитуда 3-ой гармоники отклика максимальна при угле отсечки

* 40^0 ; # 60^0 ; # 90^0 ; # 50^0

2.3.9. При поддержании постоянным максимального значения тока отклика цепи с кусочно-линейной ВАХ, амплитуда 4-ой гармоники отклика максимальна при угле отсечки

* 30^0 ; # 45^0 ; # 90^0 ; # 60^0

2.3.10. При постоянной амплитуде гармонического воздействия на цепь с кусочно-линейной ВАХ, амплитуда 2-ой гармоники отклика максимальна при угле отсечки

* 90^0 ; # 40^0 ; # 80^0 ; # 60^0

2.3.11. При постоянной амплитуде гармонического воздействия на цепь с кусочно-линейной ВАХ, амплитуда 3-ой гармоники отклика максимальна при угле отсечки

* 60^0 ; # 40^0 ; # 80^0 ; # 90^0

2.3.12. При постоянной амплитуде гармонического воздействия на цепь с кусочно-линейной ВАХ, амплитуда 4-ой гармоники отклика максимальна при угле отсечки

* 45^0 ; # 30^0 ; # 90^0 ; # 60^0

2.3.13. На выходе нелинейного элемента ток протекает в течение $1/2$ части периода. Угол отсечки равен:

* 90^0 ; # 45^0 ; # 30^0 ; # 60^0

2.3.14. На выходе нелинейного элемента ток протекает в течение $1/8$ части периода. Угол отсечки равен:

* $22,5^0$; # 45^0 ; # 30^0 ; # 60^0

2.3.15. На выходе нелинейного элемента ток протекает в течение $1/6$ части периода. Угол отсечки равен:

* 30^0 ; # 90^0 ; # 45^0 ; # 60^0

2.3.16. На выходе нелинейного элемента ток протекает в течение $1/4$ части периода. Угол отсечки равен:

* 45^0 ; # 90^0 ; # 30^0 ; # 60^0

2.3.17. Напряжение смещения равно напряжению отсечки. При увеличении амплитуды гармонического воздействия на цепь с кусочно-линейной ВАХ, угол отсечки равен:

* 90^0 ; # 0^0 ; # 60^0 ; # 180^0

2.3.18. Оптимальный угол отсечки для n -ой гармоники отклика цепи при постоянной амплитуде гармонического воздействия :

* $180/n$; # $120/n$; # $90/n$; # $150/n$

2.3.19. Соответствие буквы и её наименования в формуле входного сигнала нелинейной цепи: $A(B) = C + D \cos EB$

* мгновенное напряжение - A ; * время - B ; * напряжение смещения - C ; * амплитуда сигнала - D ; * частота - E

2.3.20. Соответствие буквы и её наименования в формуле метода угла отсечки: $A = \arccos[(B - C) / D]$

* угол отсечки - A ; * напряжение отсечки - B ; * напряжение смещения - C ; * амплитуда сигнала - D ;

2.3.21. Оптимальный угол отсечки для n -ой гармоники отклика цепи при поддержании постоянным максимального значения тока отклика :

* $120/n$; # $180/n$; # $90/n$; # $150/n$

2.3.22. Напряжение смещения – E , напряжение отсечки - E_0 , амплитуда гармонического воздействия на НБЦ с кусочно-линейной ВАХ – U_m . Косинус угла отсечки равен:

* $(E-E_0)/U_m$; # $(E-U_m)/E_0$; # $(U_m-E_0)/E$; # $(E-E_0)$.

2.4.1. Амплитуды спектра тока отклика НБЦ при использовании метода трех ординат

* (I_0, I_1, I_2) ; # (I_1, I_2, I_3) ; # (I_0, I_2, I_4) ; # (I_1, I_3, I_5)

2.4.2. Амплитуды спектра тока отклика НБЦ при использовании метода пяти ординат

* $(I_0, I_1, I_2, I_3, I_4)$; # $(I_1, I_2, I_3, I_4, I_5)$; # $(I_0, I_2, I_4, I_6, I_8)$; # $(I_1, I_3, I_5, I_7, I_9)$

2.4.3. Количество гармонических составляющих в спектре тока отклика нелинейной цепи при использовании метода трех ординат

* 2; # 0; # 1; # 3

2.4.4. Количество гармонических составляющих в спектре тока отклика нелинейной цепи при использовании метода пяти ординат

* 4; # 2; # 5; # 3

2.4.5. При использовании метода трех ординат получены значения токов ВАХ: $i_{min}=4$ мА, $i_0=10$ мА, $i_{max}=20$ мА. Амплитуда первой гармоники тока

* 8 мА; # 1 мА; # 11 мА; # 4 мА

2.4.6. Постоянная составляющая тока, определяемая по методу трех ординат

* $(i_{max} + i_{min} + 2i_0)/4$; # $(i_0 + i_{min} + 2i_{max})/4$; # $(i_{max} + i_0 + 2i_{min})/4$; # $(i_{max} - i_{min} - 2i_0)/4$

2.4.7. Амплитуда первой гармоники тока, определяемая по методу трех ординат

* $(i_{max} - i_{min})/2$; # $(i_{min} + 2i_{max})/3$; # $(i_{max} + i_{min})/2$; # $(i_{max} - i_{min} + i_0)/3$

2.4.8. При использовании метода трех ординат получены значения токов ВАХ: $i_{min}=2$ мА, $i_0=4$ мА, $i_{max}=6$ мА. Постоянная составляющая тока

* 4 мА; # 3 мА; # 5 мА; # 2 мА

2.4.9. Амплитуда второй гармоники тока, определяемая по методу трех ординат

* $(i_{max} + i_{min} - 2i_0)/4$; # $(i_0 + i_{min} + 2i_{max})/4$; # $(i_{max} + i_0 + 2i_{min})/4$; # $(i_{max} - i_{min} - 2i_0)/4$

2.4.10. При использовании метода трех ординат получены значения токов ВАХ: $i_{min}=0$ мА, $i_0=10$ мА, $i_{max}=20$ мА. Амплитуда первой гармоники тока

* 10 мА; # 1 мА; # 20 мА; # 0 мА

2.5.1. Бигармоническое колебание имеет вид:

* $U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t$; # $U_1 t^2 + U_2 \cos \omega_2 t$; # $U_1 \cos \omega_1 t + U_2 t$; # $U_1 t + U_2 t$;

2.5.2. Колебание $u(t) = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t$ действует на нелинейную цепь с ВАХ $i = au^2$. Спектр тока содержит всего _____ составляющих.

* 5; # 4; # 6; # 3;

2.5.3. На цепь с ВАХ $i = a_0 + a_1 u$ действует бигармоническое колебание. Количество комбинационных частот в спектре тока:

* 0; # 1; # 2; # 3

2.5.4. В случае одновременного действия на нелинейную цепь двух и более гармонических колебаний в ней возникают _____ частоты.

* комбинационные; # монохромные; # полигамные; # переменные

2.5.6. На нелинейную цепь с ВАХ $i = u^2$ действует бигармоническое колебание. Количество комбинационных частот в спектре тока:

* 2; # 4; # 1; # 3

2.5.8. На нелинейную цепь с ВАХ $i = u^2$ действует колебание $u(t) = \cos \omega_1 t + 2 \cos \omega_2 t$. Амплитуда колебания тока на разностной частоте $\omega = \omega_1 - \omega_2$:

* 2; # 4; # 1; # 3

2.5.9. На нелинейную цепь с ВАХ $i = u^2$ действует колебание $u(t) = \cos \omega_1 t + 2 \cos \omega_2 t$. Амплитуда колебания тока на суммарной частоте $\omega = \omega_1 + \omega_2$:

* 2; # 4; # 3; # 2

2.5.10. Колебание $u(t) = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t$ действует на нелинейную цепь с ВАХ $i = u^2$. Амплитуда колебания тока на частоте $\omega = \omega_1 + \omega_2$:

* $U_1 U_2$; # $U_1^2 U_2$; # $0.5 U_1 U_2$; # $0.5 U_1 U_2^2$

2.5.11. Колебание $u(t) = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t$ действует на нелинейную цепь с ВАХ $i = u^2$. Амплитуда колебания тока на частоте $\omega = \omega_1 - \omega_2$:

* $U_1 U_2$; # $U_1^2 U_2$; # $0.5 U_1 U_2$; # $0.5 U_1 U_2^2$

2.5.12. Колебание $u(t) = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t + U_3 \cos \omega_3 t$ действует на нелинейную цепь с ВАХ $i = u^2$. Общее число составляющих в спектре тока на комбинационных частотах:

* 6; # 2; # 4; # 8

2.5.13. Колебание $u(t) = 2 \cos \omega_1 t + 3 \cos \omega_2 t + 4 \cos \omega_3 t$ действует на нелинейную цепь с ВАХ $i = u^2$. Амплитуда колебания тока на частоте $\omega = \omega_1 + \omega_3$:

* 8; # 2; # 4; # 6

2.5.14. Колебание $u(t) = 3 \cos \omega_1 t + 3 \cos \omega_2 t + 3 \cos \omega_3 t$ действует на нелинейную цепь с ВАХ $i = u^2$. Амплитуда колебания тока на частоте $\omega = \omega_1 + \omega_3$:

* 9; # 18; # 14; # 16

2.5.15. Колебание $u(t) = 3 \cos \omega_1 t + 5 \cos \omega_2 t + 0.5 \cos \omega_3 t$ действует на нелинейную цепь с ВАХ $i = u^2$. Амплитуда колебания тока на частоте $\omega = \omega_2 + \omega_3$:

* 2.5; # 5; # 4; # 6

МТУСИ

Дисциплина: Теория электрической связи

TEST-5T

Тесты по теме 3.1. «Параметры сигналов АМ»
Тесты по теме 3.2. «Формирование сигналов АМ»
Тесты по теме 3.3. «Детектирование сигналов АМ»
Тесты по теме 3.4. «Спектр сигнала АМ»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич
*ПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ **

НЕПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ #

3.1.1. Параметр несущей, изменяющийся при АМ:

*амплитуда; # частота; # фаза;
фаза и частота; # частота и форма; # амплитуда и фаза;

3.1.2. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

* $u(t)=U_m(1+M_a\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$; # $u(t)=U_m\cos\omega_0 t$;
$u(t)=U_m\cos(\omega_0 t + M_a\cos\Omega t)$; # $u(t)=U_m\cos(\omega_0 t + M_a\sin\Omega t)$;

3.1.3. Соотношение между несущей ω_0 и модулирующей Ω частотами:

* $\omega_0 \gg \Omega$; # $\omega_0 = \Omega$; # $\omega_0 < \Omega$; # $\omega_0 = 0.5\Omega$;

3.1.4. Напряжение, в соответствии с которым при АМ изменяется амплитуда:

* модулирующее; # модулируемое; # переносчик; # несущая;

3.1.5. Напряжение, которое при АМ изменяется по амплитуде:

* модулируемое; * переносчик; * несущая; # модулирующее;

3.1.6. Глубина модуляции M_a при АМ – это :

* относительное изменение амплитуды несущей;
амплитуда несущей;
максимальная амплитуда несущей;
минимальная амплитуда несущей;

3.1.7. Максимальная и минимальная амплитуды АМ сигнала равны $U_{\max}$ и $U_{\min}$, соответственно. Глубина модуляции равна:

* $\frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}$; # $\frac{U_{\max}}{U_{\min}}$; # $\frac{U_{\max}}{U_{\max} + U_{\min}}$; # $\frac{U_{\min}}{U_{\max} - U_{\min}}$;

3.1.8. Спектр АМ сигнала при гармонической модуляции содержит:

* 3 частоты; # 2 частоты;
1 частоту; # 4 частоты;

3.1.9. Амплитуда несущей в спектре АМ сигнала равна U_m . Глубина модуляции равна M_a . Амплитуды боковых частот равны:

* $M_a U_m/2$; # $M_a U_m$;
$2M_a U_m$; # U_m ;

3.1.10. Частота несущей ω_0 , модулирующая частота Ω . Спектр АМ сигнала содержит частоты:

$$\begin{array}{ll} * \omega_0 - \Omega; \omega_0; \omega_0 + \Omega; & \# \Omega; \omega_0; \\ \# \omega_0; \omega_0 + \Omega; & \# \omega_0 - \Omega; \omega_0; \end{array}$$

3.1.11. Амплитуда несущей в спектре АМ сигнала равна $U_m=10\text{В}$. Глубина модуляции равна $M_a=0.8$. Амплитуды боковых частот равны :

$$* 4; \# 8; \# 10; \# 5;$$

3.1.12. Амплитуды боковых частот равны $U_6=4\text{В}$. Амплитуда несущей в спектре АМ сигнала равна $U_m=16\text{В}$. Глубина модуляции M_a равна:

$$* 0.5; \# 4; \# 1; \# 0.25;$$

3.1.13. Амплитуды боковых частот равны $U_6=2\text{В}$. Глубина модуляции равна $M_a=0.8$. Амплитуда несущей в спектре АМ сигнала равна :

$$* 5; \# 4; \# 2; \# 0.25;$$

3.1.14. Частота несущей 10.5 кГц. Частота верхней боковой 11 кГц. Модулирующая частота равна:

$$* 3140 \text{ рад/с}; \# 3140 \text{ Гц}; \# 1 \text{ кГц}; \# 0.25 \text{ кГц};$$

3.1.15. Частота несущей w_0 , модулирующая частота Ω . Введите в порядке возрастания частоты, образующие спектр АМ сигнала:

$$\begin{array}{lll} * w_0 - \Omega; & * w_0; & * w_0 + \Omega; \\ \# w_0 - 2\Omega; & \# w_0 + 2\Omega; & \end{array}$$

3.1.16. Частота несущей w_0 , модулирующая частота Ω . Ширина спектра АМ сигнала равна:

$$* 2\Omega; \# w_0; \# 2w_0; \# \Omega; \# w_0 + 2\Omega;$$

3.1.17. Частота несущей $w_0=10\,000 \text{ р/с}$, модулирующая частота $\Omega=1000 \text{ р/с}$. Введите в порядке возрастания частоты, образующие спектр АМ сигнала:

$$\begin{array}{lll} * 9000 \text{ рад/с}; & * 10000 \text{ рад/с}; & * 11000 \text{ рад/с}; \\ \# 8000 \text{ рад/с}; & \# 12000 \text{ рад/с}; & \end{array}$$

3.1.18. Соответствие модулирующей частоты F (СЛЕВА) ширине спектра АМ сигнала (СПРАВА):

* 100 Гц	* 200 Гц
* 1000 Гц	* 2000 Гц
* 120 Гц	* 240 Гц
* 3500 Гц	* 7000 Гц
* 16 Гц	* 32 Гц

3.1.19. Боковые частоты АМ сигнала имеют частоту 1500 Гц и 2000 Гц, соответственно. Модулирующая частота равна:

$$* 250 \text{ Гц}; \# 3140 \text{ Гц}; \# 1570 \text{ Гц}; \# 250 \text{ рад/с};$$

3.1.20. Соответствие наименования частоте :

* несущая	* w_0
* нижняя боковая	* $w_0 - \Omega$
* верхняя боковая	* $w_0 + \Omega$
* модулирующая частота	* Ω
	* $2w_0$

3.1.21. Амплитуда несущей АМ сигнала U_m . Глубина модуляции M_a . Полная средняя мощность АМ сигнала на сопротивлении R равна:

$$* \frac{U_m^2}{2R} \left(1 + \frac{M_a^2}{2}\right); \quad \# \frac{U_m^2}{2R}; \quad \# \frac{U_m^2}{2R} \frac{M_a^2}{2}; \quad \# \frac{U_m^2}{2} \left(1 + \frac{M_a^2}{2}\right); ;$$

3.1.22. Амплитуда несущей АМ сигнала 2 В. Глубина модуляции 1. Полная средняя мощность АМ сигнала на сопротивлении 1 Ом равна :

* 3 Вт; # 2 Вт; # 1 Вт; # 4 Вт;

3.1.23. Максимальная амплитуда АМ сигнала $U_{\max}=3\text{В}$, минимальная $U_{\min}=1\text{В}$. Глубина модуляции равна :

* 0.5; # 1; # 3; # 0.33;

3.1.24. Огибающая АМ сигнала изменяется с периодом 1 мс. Ширина спектра АМ сигнала равна :

* 2000 Гц; # 3140 Гц; # 6280 Гц; # 1 кГц;

3.1.25. Максимальная амплитуда АМ сигнала $U_{\max}=5\text{В}$, минимальная $U_{\min}=3\text{В}$.

Огибающая изменяется с периодом 1 мкс. Глубина модуляции и ширина спектра АМ сигнала в герцах, соответственно, равны:

* 0.25; 2 МГц; # 1; 2000 Гц; # 2; 1000 кГц;
0.6; 2 МГц; # 0.25; 1 Гц;

3.1.26. Модулирующей и несущей частотам (слева) соответствуют частоты составляющих спектра АМ сигнала (справа):

* 50 Гц, 1000 Гц; * 950 Гц, 1000 Гц, 1050 Гц;
* 200 Гц, 5000 Гц; * 4800 Гц, 5000 Гц, 5200 Гц;
* 628 рад/с, 6280 рад/с; * 900 Гц, 1000 Гц, 1100 Гц;

3.1.27. Амплитуде несущей и глубине модуляции (слева) соответствует амплитуда боковых частот (справа):

* 1 В, 1; * 0.5 В;
* 2 В, 0.5; * 0.5 В;
* 4 В, 0.8; * 1.6 В;
* 6 В, 0.4; * 1.2 В;

3.1.43. Порядок следования символов в формуле, определяющей амплитуду боковых частот в спектре АМ:

* U_0 ; * =; * M_a ; * U_m ; */; * 2;

3.1.28. Порядок следования символов в формуле, определяющей полную среднюю мощность АМ сигнала:

* P ; * =; * U_m^2 ; */; * 2; * (; * 1; * +; * M_a^2 ; */; * 2; *);

3.1.29. Порядок следования символов в формуле, определяющей АМ сигнал:

* $u_{\text{ам}}(t)$; * =; * U_m ; * (; * 1; * +; * M_a ; * $\cos \Omega t$;
*); * $\cos \omega_0 t$;

3.1.30. Соответствие ширины спектра АМ сигнала периоду огибающей АМ сигнала :

* 1 мс; * 2000 Гц;
* 2 мс; * 6280 рад/с;
* 1 мкс; * 12560000 рад/с;
* 10 с; * 0.2 Гц;

3.1.31. Порядок следования символов в формуле, определяющей глубину модуляции при АМ:

* M_a ; * =; * (; * $U_{\max}$; * - ; * $U_{\min}$; *); */; * (; * $U_{\max}$; * + ; * $U_{\min}$; *);

3.2.1. Амплитудный модулятор содержит:

- * нелинейный элемент (транзистор);
- * линейную цепь (резонансный контур) ;
- # линейную цепь (ФНЧ);
- # линейный элемент (резистор);

3.2.2. На вход амплитудного модулятора поступают следующие напряжения:

- * несущая, модулирующее и напряжение смещения;
- # несущая и напряжение смещения;
- # несущая и модулирующее ;
- # модулирующее и напряжение смещения ;

3.2.3. Назначение транзистора в амплитудном модуляторе:

- * сформировать новые частоты $\omega_0 - \Omega$, $\omega_0 + \Omega$;
- # сформировать новые частоты ω_0 , Ω ;
- # выделить частоты $\omega_0 - \Omega$, $\omega_0 + \Omega$;
- # выделить несущую;

3.2.4. Назначение резонансного контура в амплитудном модуляторе:

- * выделить частоты $\omega_0 - \Omega$, ω_0 , $\omega_0 + \Omega$;
- # сформировать новые частоты ω_0 , Ω ;
- # сформировать новые частоты $\omega_0 - \Omega$, $\omega_0 + \Omega$;
- # выделить несущую;

3.2.5. Резонансный контур в амплитудном модуляторе должен быть настроен на :

- * несущую частоту; # напряжение смещения;
- # несущая и модулирующее ;
- # модулирующее напряжение ;

3.2.6. Полоса пропускания резонансного контура на выходе амплитудного модулятора должна быть равна:

- * удвоенной ширине спектра модулирующего сигнала ;
- # модулирующей частоте ;
- # ширине спектра модулирующего сигнала;
- # несущей частоте;

3.2.7. На выходе амплитудного модулятора амплитуда верхней боковой оказалась больше амплитуды нижней боковой частоты. Это означает, что резонансный контур на выходе модулятора настроен на частоту:

- * больше несущей частоты ;
- # равную частоте модуляции ;
- # меньше несущей частоты;
- # равную несущей частоте;

3.2.8. Статическая модуляционная характеристика амплитудного модулятора – это зависимость амплитуды первой гармоники выходного тока от напряжения смещения при:

- * амплитуде несущей $U_m = \text{const}$ и модулирующем сигнале $V_m = 0$;
- # амплитуде несущей $U_m = \text{const}$;
- # модулирующем сигнале $V_m = 0$;
- # амплитуде несущей $U_m = 0$;

3.2.9. Амплитуда первой гармоники выходного тока амплитудного модулятора I_1 , напряжение смещения E , амплитуда несущей U_m , амплитуда модулирующего сигнала V_m . Статическая модуляционная характеристика – это:

- * $I_1 = f(E)$ при $U_m = \text{const}$ и $V_m = 0$;
- # $I_1 = f(E)$ при $U_m = \text{const}$;

$$\# I_1 = f(E) \text{ при } V_m=0;$$

$$\# I_1 = f(U_m) \text{ при } E = \text{const и } V_m=0;$$

3.2.10. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i=a_1u+a_2u^2$, где $u=E+U_m\cos\omega_0t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

$$* I_1 = a_1U_m + 2a_2E U_m;$$

$$\# I_1 = 2a_2E U_m;$$

$$\# I_1 = a_1U_m;$$

$$\# I_1 = a_1U_m + a_2E ;$$

3.2.11. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i=u+2u^2$, где $u=E+U_m\cos\omega_0t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

$$* I_1 = U_m + 4E U_m;$$

$$\# I_1 = 4E U_m;$$

$$\# I_1 = U_m;$$

$$\# I_1 = U_m + 2E ;$$

3.2.12. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i=2u+u^2$, где $u=E+U_m\cos\omega_0t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

$$* I_1 = 2U_m + 2E U_m;$$

$$\# I_1 = 2E U_m;$$

$$\# I_1 = 2U_m;$$

$$\# I_1 = 2U_m + E U_m ;$$

3.2.13. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i=3u+u^2$, где $u=E+U_m\cos\omega_0t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

$$* I_1 = 3U_m + 2E U_m;$$

$$\# I_1 = 2E U_m;$$

$$\# I_1 = 3U_m;$$

$$\# I_1 = 3U_m + E U_m ;$$

3.2.14. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i=0.2u+2u^2$, где $u=E+U_m\cos\omega_0t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

$$* I_1 = 0.2U_m + 4E U_m;$$

$$\# I_1 = 0.2E U_m;$$

$$\# I_1 = 2U_m;$$

$$\# I_1 = 0.2U_m + E U_m ;$$

3.2.15. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i=0.5u+4u^2$, где $u=E+U_m\cos\omega_0t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

$$* I_1 = 0.5U_m + 8E U_m;$$

$$\# I_1 = 0.5E U_m;$$

$$\# I_1 = 8U_m;$$

$$\# I_1 = 0.5U_m + 4E U_m ;$$

3.2.16. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i=0.1u+2u^2$, где $u=E+U_m\cos\omega_0t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

$$* I_1 = 0.1U_m + 4E U_m;$$

$$\# I_1 = 4E U_m;$$

$$\# I_1 = 2U_m;$$

$$\# I_1 = 0.1U_m + 2E U_m ;$$

3.2.17. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i=0.8u+0.2u^2$, где $u=E+U_m\cos\omega_0t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

$$\begin{aligned} * I_1 &= 0.8U_m + 0.4E U_m; \\ \# I_1 &= 0.8E U_m; \\ \# I_1 &= 2U_m; \\ \# I_1 &= 0.1U_m + 2E U_m; \end{aligned}$$

3.2.18. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i=0.6u+0.1u^2$, где $u=E+U_m\cos\omega_0t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

$$\begin{aligned} * I_1 &= 0.6U_m + 0.2E U_m; \\ \# I_1 &= 0.6E U_m; \\ \# I_1 &= 2U_m; \\ \# I_1 &= 0.6U_m + E U_m; \end{aligned}$$

3.2.19. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i=0.3u+0.3u^2$, где $u=E+U_m\cos\omega_0t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

$$\begin{aligned} * I_1 &= 0.3U_m + 0.6E U_m; \\ \# I_1 &= 0.3E U_m; \\ \# I_1 &= 2U_m; \\ \# I_1 &= 0.3U_m + 2E U_m; \end{aligned}$$

3.2.20. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i=0.9u+0.8u^2$, где $u=E+U_m\cos\omega_0t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

$$\begin{aligned} * I_1 &= 0.9U_m + 1.6E U_m; \\ \# I_1 &= 0.9E U_m; \\ \# I_1 &= 1.6U_m; \\ \# I_1 &= 0.9U_m + 0.8E U_m; \end{aligned}$$

3.2.21. Выходной ток амплитудного модулятора имеет вид:

$$I_1 = \cos\omega_0t + \cos(\omega_0 - \Omega)t + \cos(\omega_0 + \Omega)t; [\text{mA}]$$

Сопротивление выходного резонансного контура равно:

$$Z(\omega_0)=2000 \text{ Ом}; Z(\omega_0 - \Omega)= Z(\omega_0 + \Omega)=1400 \text{ Ом}$$

Аналитическое выражение для выходного АМ сигнала в вольтах :

$$\begin{aligned} * u(t) &= 2\cos\omega_0t + 1.4\cos(\omega_0 - \Omega)t + 1.4\cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ \# u(t) &= 2\cos\omega_0t + \cos(\omega_0 - \Omega)t + \cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ \# u(t) &= 1.4\cos\omega_0t + 2\cos(\omega_0 - \Omega)t + 2\cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ \# u(t) &= 2\cos\omega_0t + 2\cos(\omega_0 - \Omega)t + 2\cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ \# u(t) &= 1.4\cos\omega_0t + 1.4\cos(\omega_0 - \Omega)t + 1.4\cos(\omega_0 + \Omega)t; \end{aligned}$$

3.2.22. Выходной ток амплитудного модулятора имеет вид:

$$I_1 = 3\cos\omega_0t + \cos(\omega_0 - \Omega)t + \cos(\omega_0 + \Omega)t; [\text{mA}]$$

Сопротивление выходного резонансного контура равно:

$$Z(\omega_0)=1000 \text{ Ом}; Z(\omega_0 - \Omega)= Z(\omega_0 + \Omega)=800 \text{ Ом}$$

Аналитическое выражение для выходного АМ сигнала в вольтах :

$$\begin{aligned} * u(t) &= 3\cos\omega_0t + 0.8\cos(\omega_0 - \Omega)t + 0.8\cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ \# u(t) &= 3\cos\omega_0t + \cos(\omega_0 - \Omega)t + \cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ \# u(t) &= 0.8\cos\omega_0t + 0.8\cos(\omega_0 - \Omega)t + 0.8\cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ \# u(t) &= 0.8\cos\omega_0t + 3\cos(\omega_0 - \Omega)t + 3\cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ \# u(t) &= 3\cos\omega_0t + 3\cos(\omega_0 - \Omega)t + 3\cos(\omega_0 + \Omega)t; \end{aligned}$$

3.2.23. Выходной ток амплитудного модулятора имеет вид:

$$I_1 = 2\cos\omega_0t + 2\cos(\omega_0 - \Omega)t + 2\cos(\omega_0 + \Omega)t; [\text{mA}]$$

Сопротивление выходного резонансного контура равно:

$$Z(\omega_0)=2000 \text{ Ом}; Z(\omega_0-\Omega)=Z(\omega_0+\Omega)=700 \text{ Ом}$$

Аналитическое выражение для выходного АМ сигнала в вольтах :

$$\begin{aligned} * u(t) &= 4\cos\omega_0 t + 1.4\cos(\omega_0 - \Omega)t + 1.4\cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ # u(t) &= 4\cos\omega_0 t + 4\cos(\omega_0 - \Omega)t + 4\cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ # u(t) &= 1.4\cos\omega_0 t + 1.4\cos(\omega_0 - \Omega)t + 1.4\cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ # u(t) &= 0.7\cos\omega_0 t + 4\cos(\omega_0 - \Omega)t + 4\cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ # u(t) &= 0.7\cos\omega_0 t + \cos(\omega_0 - \Omega)t + 0.7\cos(\omega_0 + \Omega)t; \end{aligned}$$

3.2.24. Выходной ток амплитудного модулятора имеет вид:

$$I_1 = 12\cos\omega_0 t + 2\cos(\omega_0 - \Omega)t + 2\cos(\omega_0 + \Omega)t; [\text{mA}]$$

Сопротивление выходного резонансного контура равно:

$$Z(\omega_0)=500 \text{ Ом}; Z(\omega_0-\Omega)=Z(\omega_0+\Omega)=400 \text{ Ом}$$

Аналитическое выражение для выходного АМ сигнала в вольтах :

$$\begin{aligned} * u(t) &= 6\cos\omega_0 t + 0.8\cos(\omega_0 - \Omega)t + 0.8\cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ # u(t) &= 6\cos\omega_0 t + 6\cos(\omega_0 - \Omega)t + 6\cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ # u(t) &= 0.4\cos\omega_0 t + 0.4\cos(\omega_0 - \Omega)t + 0.4\cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ # u(t) &= 6\cos\omega_0 t + 0.4\cos(\omega_0 - \Omega)t + 0.4\cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ # u(t) &= 0.8\cos\omega_0 t + \cos(\omega_0 - \Omega)t + 0.7\cos(\omega_0 + \Omega)t; \end{aligned}$$

3.2.25. Выходной ток амплитудного модулятора имеет вид:

$$I_1 = 2\cos\omega_0 t + \cos(\omega_0 - \Omega)t + \cos(\omega_0 + \Omega)t; [\text{mA}]$$

Сопротивление выходного резонансного контура равно:

$$Z(\omega_0)=1000 \text{ Ом}; Z(\omega_0-\Omega)=Z(\omega_0+\Omega)=700 \text{ Ом}$$

Аналитическое выражение для выходного АМ сигнала в вольтах :

$$\begin{aligned} * u(t) &= 2\cos\omega_0 t + 0.7\cos(\omega_0 - \Omega)t + 0.7\cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ # u(t) &= 2\cos\omega_0 t + \cos(\omega_0 - \Omega)t + \cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ # u(t) &= 0.7\cos\omega_0 t + 0.7\cos(\omega_0 - \Omega)t + 0.7\cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ # u(t) &= 0.7\cos\omega_0 t + 2\cos(\omega_0 - \Omega)t + 2\cos(\omega_0 + \Omega)t; \\ # u(t) &= 0.7\cos\omega_0 t + \cos(\omega_0 - \Omega)t + 0.7\cos(\omega_0 + \Omega)t; \end{aligned}$$

3.3.1. На вход амплитудного детектора подается сигнал:

*АМ; # ЧМ; # ФМ;
ОФМ; # ИКМ;

3.3.2. Назначение амплитудного детектора – сформировать сигнал, соответствующий закону изменения _____ входного сигнала.

*амплитуды; # частоты; # фазы;
относительной фазы; # производной;

3.3.3. Диодный амплитудный детектор содержит:

* нелинейный элемент (диод) и линейную цепь (ФНЧ);
нелинейный элемент (диод) ;
линейную цепь (ФНЧ);
нелинейный элемент (диод) и линейную цепь (резонансный контур);

3.3.4. Назначение нелинейного элемента амплитудного детектора:

*создать модулирующую частоту в спектре выходного тока;
отфильтровать модулирующую частоту в спектре выходного тока;
усилить входной сигнал;
создать несущую частоту в спектре выходного тока;

3.3.5. Назначение ФНЧ в амплитудном детекторе:

* выделить из тока диода модулирующую частоту;
создать модулирующую частоту в спектре тока диода;

усилить входной сигнал;
 # создать несущую частоту в спектре выходного тока;

3.3.6. Диодный амплитудный детектор называется квадратичным, если амплитуда входного сигнала:
 * достаточно мала (слабый сигнал);
 # достаточно велика (сильный сигнал);
 # равна 1 В;
 # равна 1 мВ;

3.3.7. Диодный амплитудный детектор называется линейным, если амплитуда входного сигнала:
 * достаточно велика (сильный сигнал);
 # достаточно мала (слабый сигнал);
 # равна 1 В;
 # равна 1 мВ;

3.3.8. Диодный амплитудный детектор называется квадратичным, если рабочий участок ВАХ аппроксимируется выражением:
 * $i=a_0+a_1u+a_2u^2$;
 * $i=a_2u^2$;
 * $i=a_1u+a_2u^2$;
 # $i=a_0+a_1u$;

3.3.9. Диодный амплитудный детектор называется линейным, если рабочий участок ВАХ аппроксимируется выражением:
 * $i=S(u-E_0)$, $u>E_0$; $i=0$, $u<E_0$;
 # $i=a_2u^2$;
 # $i=a_1u+a_2u^2$;
 # $i=a_0$;

3.3.10. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=a_2u^2$. На вход подан АМ сигнал: $u(t)=U_m(1+M_a\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$
 Амплитуда составляющей тока с частотой Ω равна:
 * $a_2M_aU_m^2$; # $M_aU_m^2$; # $a_2U_m^2$; # $a_2M_aU_m$;

3.3.11. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=a_2u^2$ (мА). На вход подан АМ сигнал: $u(t)=(1+\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$
 Амплитуда составляющей тока с частотой Ω равна:
 * a_2 мА ; # $2a_2$ мА ; # $4a_2$ мА ; # $0.5a_2$ мА ;

3.3.12. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=2u^2$ (мА). На вход подан АМ сигнал: $u(t)=(1+\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$
 Амплитуда составляющей тока с частотой Ω равна:
 * 2 мА ; # $2a_2$ мА ; # 4 мА ; # 0.5 мА ;

3.3.13. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=2u^2$ (мА). На вход подан АМ сигнал: $u(t)=(1+0.5\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$
 Амплитуда составляющей тока с частотой Ω равна:
 * 1 мА ; # 2 мА ; # 4 мА ; # 0.5 мА ;

3.3.14. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=2u^2$ (мА). На вход подан АМ сигнал: $u(t)=10(1+0.5\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$
 Амплитуда составляющей тока с частотой Ω равна:
 * 100 мА ; # 2 мА ; # 10 мА ; # 0.5 мА ;

3.3.15. На вход квадратичного детектора подан АМ сигнал:
 $u(t)=U_m(1+M_a\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$. Коэффициент нелинейных искажений модулирующего сигнала равен _____.
 * $0.25M_a$; # M_a ; # a_2 ; # a_2M_a ;

3.3.16. Амплитудный диодный детектор содержит диод, резистор R и:
 * конденсатор C; # сопротивление; # усилитель ;

резонансный контур;

3.3.17. Амплитудный диодный детектор содержит диод, конденсатор С и:

* резистор R; # индуктивность; # усилитель;

резонансный контур;

3.3.18. Амплитудный диодный детектор содержит конденсатор С, резистор R и _____.

* диод; # индуктивность; # усилитель;

резонансный контур;

3.3.19. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=10u^2$ (мА).

На вход подан АМ сигнал: $u(t)=4(1+0.2\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$

Амплитуда составляющей тока с частотой Ω равна:

* 32 мА; # 0.2 мА; # 10 мА; # 4 мА; # 40 мА;

3.3.20. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=10u^2$ (мА).

На вход подан АМ сигнал: $u(t)=6(1+0.1\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$

Амплитуда составляющей тока с частотой Ω равна:

* 36 мА; # 0.1 мА; # 10 мА; # 6 мА; # 0.6 мА;

3.3.21. Постоянная времени цепочки RC амплитудного детектора выбирается из условия:

* $1/\omega_0 \ll RC \ll 1/\Omega$; # $RC = 1/\omega_0$;

$RC = 1/\Omega$; # $1/\Omega \ll RC \ll 1/\omega_0$;

3.3.22. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=a_2 u^2$. На

вход подан АМ сигнал: $u(t)=U_m(1+M_a\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$

Полезная составляющая тока равна:

* $a_2 M_a U_m^2 \cos\Omega t$; # $M_a U_m^2 \cos\Omega t$; # $a_2 M_a U_m^2 \cos\omega_0 t$; # $a_2 M_a U_m$;

3.3.23. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=a_2 u^2$ (мА).

На вход подан АМ сигнал: $u(t)=(1+\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$

Полезная составляющая тока равна:

* $a_2 \cos\Omega t$; # $2a_2 \cos\Omega t$; # $4a_2 \cos\omega_0 t$; # $0.5a_2$;

3.3.24. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=2u^2$ (мА).

На вход подан АМ сигнал: $u(t)=(1+\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$

Полезная составляющая тока равна:

* $2\cos\Omega t$; # $2a_2 \cos\Omega t$; # $4\cos\omega_0 t$; # $0.5 \cos\omega_0 t$;

3.3.25. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=2u^2$ (мА).

На вход подан АМ сигнал: $u(t)=(1+0.5\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$

Полезная составляющая тока равна:

* $\cos\Omega t$; # $a_2 \cos\Omega t$; # $4\cos\omega_0 t$; # $\cos\omega_0 t$;

3.3.26. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=2u^2$ (мА). На

вход подан АМ сигнал: $u(t)=10(1+0.5\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$

Полезная составляющая тока равна:

* $100\cos\Omega t$; # $a_2 \cos\Omega t$; # $100\cos\omega_0 t$; # $\cos\omega_0 t$;

3.4.1. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции: $u(t)=5$

$(1+\cos 2\pi 10^3 t)\cos 2\pi 10^4 t$. Средняя амплитуда, глубина модуляции, модулирующая и несущая частоты равны, соответственно:

* 5, 1, 1 кГц, 10 кГц; # 1, 5, 1 кГц, 10 кГц;

5, 1, 10 кГц, 1 кГц; # 5, 1, 1 кГц, 1 кГц;

3.4.2. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции: $u(t)=5$

$(1+\cos 2\pi 10^3 t)\cos 2\pi 10^4 t$. Амплитуда и частота нижней боковой частоты равны, соответственно:

* 2.5, 9 кГц; # 5, 10 кГц;

5, 11 кГц; # 2.5, 11 кГц;

3.4.3. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=8(1+0.5\cos 2\pi 10^3 t)\cos 2\pi 10^5 t$. Средняя амплитуда, глубина модуляции, модулирующая и несущая частоты равны, соответственно:

* 8, 0.5, 1 кГц, 100 кГц; # 8, 0.5, 1 кГц, 10 кГц;
8, 1, 1 кГц, 100 кГц; ; # 8, 0.5, 10 кГц, 100 кГц; ;

3.4.4. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=8(1+0.5\cos 2\pi 10^3 t)\cos 2\pi 10^5 t$. Амплитуда и частота верхней боковой частоты равны, соответственно:

* 2, 101 кГц; # 2, 100 кГц;
2, 99 кГц; # 4, 101 кГц;

3.4.5. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=(1+0.8\cos 4\pi 10^3 t)\cos 2\pi 10^5 t$. Средняя амплитуда, глубина модуляции, модулирующая и несущая частоты равны, соответственно:

* 1, 0.8, 2 кГц, 100 кГц; # 1, 0.8, 1 кГц, 100 кГц;
1, 1, 2 кГц, 100 кГц; # 0, 0.8, 2 кГц, 100 кГц ;

3.4.6. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=(1+0.8\cos 4\pi 10^3 t)\cos 2\pi 10^5 t$. Амплитуда и частота верхней боковой частоты равны, соответственно:

* 0.4, 102 кГц; # 0.4, 100 кГц;
0.8, 102 кГц; # 1, 98 кГц;

3.4.7. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=(1+\cos 2\pi 10^3 t)\cos 4\pi 10^5 t$. Средняя амплитуда, глубина модуляции, модулирующая и несущая частоты равны, соответственно:

* 1, 1, 1 кГц, 200 кГц; # 1, 1, 1 кГц, 100 кГц;
0, 1, 2 кГц, 200 кГц; # 1, 0, 1 кГц, 200 кГц;

3.4.8. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=(1+\cos 2\pi 10^3 t)\cos 4\pi 10^5 t$. Амплитуда и частота нижней боковой частоты равны, соответственно:

* 0.5, 199 кГц; # 0.5, 200 кГц;
1, 199 кГц; # 1, 200 кГц;

3.4.9. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=16(1+0.1\cos 2\pi 10^4 t)\cos 4\pi 10^5 t$. Средняя амплитуда, глубина модуляции, модулирующая и несущая частоты равны, соответственно:

* 16, 0.1, 10 кГц, 200 кГц; # 16, 1, 10 кГц, 200 кГц;
16, 0.1, 1 кГц, 100 кГц; # 1, 0.1, 10 кГц, 200 кГц;

3.4.10. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=16(1+0.1\cos 2\pi 10^4 t)\cos 4\pi 10^5 t$. Амплитуда и частота нижней боковой частоты равны, соответственно:

* 0.8, 190 кГц; # 1.6, 190 кГц;
0.8, 200 кГц; # 1.6, 210 кГц;

3.4.11. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=20(1+0.2\cos 6\pi 10^3 t)\cos 4\pi 10^4 t$. Средняя амплитуда, глубина модуляции, модулирующая и несущая частоты равны, соответственно:

* 20, 0.2, 3 кГц, 20 кГц; # 20, 0.2, 1 кГц, 20 кГц;
20, 0.2, 3 кГц, 10 кГц; # 4, 0.2, 3 кГц, 20 кГц;

3.4.12. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=20(1+0.2\cos 6\pi 10^3 t)\cos 4\pi 10^4 t$. Амплитуда и частота нижней боковой частоты равны, соответственно:

* 2, 17 кГц; # 2, 20 кГц;
4, 17 кГц; # 4, 23 кГц;

3.4.13. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=11(1+0.4\cos 4\pi 10^3 t)\cos 4\pi 10^4 t$. Средняя амплитуда, глубина модуляции, модулирующая и несущая частоты равны, соответственно:

* 11, 0.4, 2 кГц, 20 кГц; # 11, 0.4, 1 кГц, 20 кГц;

4.4, 0.4, 2 кГц, 20 кГц; # 11, 0.4, 2 кГц, 10 кГц;

3.4.14. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=11(1+0.4\cos 4\pi 10^3 t)\cos 4\pi 10^4 t$. Амплитуда и частота верхней боковой частоты равны, соответственно:

* 2.2, 22 кГц; # 2.2, 18 кГц;

4.4, 22 кГц; # 4.4, 18 кГц;

3.4.15. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=0.2(1+\cos 8\pi 10^3 t)\cos 2\pi 10^4 t$. Средняя амплитуда, глубина модуляции, модулирующая и несущая частоты равны, соответственно:

* 0.2, 1, 4 кГц, 10 кГц; # 0.2, 1, 1 кГц, 10 кГц;

0.2, 1, 4 кГц, 20 кГц; # 1, 0.2, 4 кГц, 10 кГц;

3.4.16. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=0.2(1+\cos 8\pi 10^3 t)\cos 2\pi 10^4 t$. Амплитуда и частота верхней боковой частоты равны, соответственно:

* 0.1, 14 кГц; # 0.1, 10 кГц;

0.2, 6 кГц; # 0.1, 6 кГц;

3.4.17. АМ сигнал: $U(t)=[1+\cos(628\pi t)]\cos(3140\pi t)$ содержит частоты:

* 400 Гц ; 500 Гц; 600 Гц; # 500 Гц ; 500 Гц; 600 Гц;

100 Гц ; 500 Гц; 600 Гц; # 100 Гц; 500 Гц ; 0.5 кГц

3.4.18. АМ сигнал: $U(t)=2*[1+\cos(314\pi t)]\cos(6280\pi t)$ содержит частоты:

* 950 Гц; 1000 Гц; 1050 Гц ; # 50 Гц ; 1000 Гц;

1 кГц ; 50 Гц ; 100 Гц; # 50 Гц ; 1000 Гц; 1050 Гц ;

3.4.19. АМ сигнал: $U(t)=10*[1+\cos(628\pi t)]\cos(31400\pi t)$ содержит частоты:

* 4.9 кГц; 5 кГц; 5.1 кГц; # 100 Гц ; 5000 Гц;

5 кГц ; 0.1 кГц ; # 5000 Гц ; 100 Гц; 5 кГц ;

3.4.20. АМ сигнал: $U(t)=6*[1+0.5\cos(6280\pi t)]\cos(62800\pi t)$ содержит частоты:

*9 кГц; 10 кГц; 11 кГц ; # 1 кГц ; 10000 Гц;
6280 кГц ; 62800 кГц ; # 6280 рад/с ; 62800 рад/с ;

3.4.21. АМ сигнал: $U(t)=3*[1+0.1*\cos(100*t)]*\cos(800*t)$ содержит частоты:

*700 рад/с; 800 рад/с; 900 рад/с ; # 700 рад/с; 800 рад/с;
800 рад/с; 900 рад/с ; # 100 рад/с; 800 рад/с;

МТУСИ

Дисциплина: Теория электрической связи

TEST-6Г

Тесты по теме 4.1. «Параметры сигналов ЧМ»
Тесты по теме 4.2. «Формирование сигналов ЧМ»
Тесты по теме 4.3. «Детектирование сигналов ЧМ»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич
*ПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ **

НЕПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ #

4.1.1. Параметр несущей, изменяющийся при ЧМ в соответствии с модулирующим сигналом - _____:

* частота; # амплитуда; # фаза; # форма;

4.1.2. Аналитическое выражение ЧМ сигнала при гармонической модуляции:

* $u(t)=U_m\cos(\omega_0 t + M_q \sin \Omega t)$; # $u(t)=U_m \cos \omega_0 t$;
$u(t)=U_m \cos(1 + M_q \cos \Omega t)$; # $u(t)=U_m (1 + M_q \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$;

4.1.3. Соотношение между несущей ω_0 и модулирующей Ω частотами при ЧМ:

* $\omega_0 \gg \Omega$; # $\omega_0 = \Omega$; # $\omega_0 \ll \Omega$; # $\omega_0 = 0.5\Omega$;

4.1.4. Напряжение, в соответствии с которым при ЧМ изменяется частота:

* модулирующее; # модулируемое; # переносчик; # несущая;

4.1.5. Напряжение, которое при ЧМ изменяется по частоте:

* модулируемое; *переносчик; * несущая; # модулирующее;

4.1.6. Девияция частоты при ЧМ – это :

* максимальное отклонение несущей от среднего значения;

частота несущей;

максимальная частота несущей;

минимальная частота несущей;

4.1.7. Индекс модуляции при ЧМ - это:

* отношение девиации частоты к частоте модуляции;

частота несущей;

максимальная частота несущей;

минимальная частота несущей;

4.1.8. Максимальная и минимальная частоты при ЧМ равны, соответственно, 10 кГц и 12 кГц. Девияция частоты равна:

* 6280 рад/с; # 1000 рад/с ; # 10 кГц ; # 12 кГц;

4.1.9. Соответствие девиации частоты (справа) максимальной и минимальной частотам при ЧМ (слева):

* 2 кГц; 1 кГц; * 3140 рад/с;

* 12 кГц; 8 кГц; * 2 кГц ;

* 112 кГц; 110 кГц; * 6280 рад/с;

* 62800 рад/с ; 31400 рад/с; * 2.5 кГц;

4.1.10. Максимальная и минимальная частоты при ЧМ равны , соответственно, 10 кГц и 12 кГц. Модулирующая частота равна 6280 рад/с. Индекс ЧМ равен:

* 1 ; # 2 ; # 3; # 10 кГц;

4.1.11. Максимальная и минимальная частоты при ЧМ равны , соответственно, 100 кГц и 120 кГц. Модулирующая частота равна 31400 рад/с. Индекс ЧМ равен:

* 2 ; # 1 ; # 3; # 0; # 120 кГц;

4.1.12. Ширина спектра сигнала ЧМ, в общем случае, равна:

* $2\Omega(M_q + 1)$; # $2(M_q + 1)$; # 2Ω # $2\Omega M_q$; # $2M_q$;

4.1.13. Максимальная и минимальная частоты при ЧМ равны , соответственно, 120 кГц и 140 кГц. Модулирующая частота равна 62800 рад/с. Ширина спектра ЧМ равна:

* 40 кГц ; # 20 кГц ; # 50 кГц; # 120 кГц; # 140 кГц;

4.1.14. Максимальная и минимальная частоты при ЧМ равны , соответственно, 16 кГц и 20 кГц. Модулирующая частота равна 3140 рад/с. Ширина спектра ЧМ равна :

* 5 кГц ; # 20 кГц ; # 500 Гц; # 16 кГц; # 4 кГц;

4.1.15. Соответствие ширины спектра ЧМ (справа) девиации частоты и модулирующей частоте (слева):

* 1 кГц ; 1 кГц ; * 4 кГц ;

* 2 кГц ; 1 кГц ; * 6 кГц ;

* 2 кГц ; 2 кГц ; * 8 кГц ;

4.1.16. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=2$, $w_0 = 628000$ рад/с; $\Omega = 62800$ рад/с, $U_m = 6$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

* $u(t) = 6\cos(628000t + 2\sin 62800t)$;

$u(t) = \cos(628000t + 2\sin 62800t)$;

$u(t) = 6\cos(628000t + 4\sin 62800t)$;

$u(t) = 6\cos(62800t + 2\sin 62800t)$;

4.1.17. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=1$, $f_0 = 10^5$ Гц ; $\Omega = 62800$ рад/с, $U_m = 2$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

- * $u(t)=2\cos(628000t + \sin 62800t)$;
- # $u(t)=\cos(628000t + \sin 62800t)$;
- # $u(t)=2\cos(100000t + \sin 62800t)$;
- # $u(t)=\cos(62800t + 2\sin 62800t)$;

4.1.18. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=3$, $f_0 = 10^3$ Гц ; $\Omega = 628$ рад/с, $U_m = 5$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

- * $u(t)=5\cos(6280t + 3\sin 628t)$;
- # $u(t)=5\cos(628t + \sin 6280t)$;
- # $u(t)=5\cos(1000t + \sin 628t)$;
- # $u(t)=\cos(6280t + 3\sin 628t)$;

4.1.19. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=5$, $f_0 = 10^3$ Гц ; $F = 100$ Гц, $U_m = 3$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

- * $u(t)=3\cos(6280t + 5\sin 628t)$;
- # $u(t)=3\cos(628t + \sin 6280t)$;
- # $u(t)=3\cos(1000t + 5\sin 628t)$;
- # $u(t)=\cos(6280t + 5\sin 628t)$;

4.1.20. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=0.1$, $w_0 = 1000$ рад/с ; $F = 100$ Гц, $U_m = 8$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

- * $u(t)=8\cos(1000t + 0.1\sin 628t)$;
- # $u(t)=8\cos(6280t + 0.1\sin 628t)$;
- # $u(t)=0.1\cos(1000t + 8\sin 628t)$;
- # $u(t)=8\cos(628t + 0.1\sin 6280t)$;

4.1.21. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=0.9$, $w_0 = 100$ рад/с ; $F = 10$ Гц, $U_m = 9$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

- * $u(t)=9\cos(100t + 0.9\sin 62.8t)$;
- # $u(t)=9\cos(628t + 0.9\sin 62.8t)$;
- # $u(t)=0.9\cos(100t + 9\sin 62.8t)$;
- # $u(t)=0.9\cos(628t + 0.9\sin 62.8t)$;

4.1.22. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=9$, $f_0 = 1000$ Гц; $\Omega = 100$ рад/с, $U_m = 0.8$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

- * $u(t)=0.8\cos(6280t + 9\sin 100t)$;
- # $u(t)=0.8\cos(1000t + 9\sin 100t)$;
- # $u(t)=9\cos(1000t + 0.8\sin 100t)$;
- # $u(t)=9\cos(6280t + 0.8\sin 628t)$;

4.1.23. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=6$, $f_0 = 100$ Гц; $\Omega = 10$ рад/с, $U_m = 0.6$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

- * $u(t)=0.6\cos(628t + 6\sin 10t)$;
- # $u(t)=0.6\cos(100t + 6\sin 10t)$;
- # $u(t)=0.6\cos(100t + 6\sin 62.8t)$;
- # $u(t)=6\cos(628t + 0.6\sin 10t)$;

4.1.24. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=1$, $f_0 = 50$ Гц; $\Omega = 2$ рад/с, $U_m = 0.2$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

- * $u(t)=0.2\cos(314t + \sin 2t)$;
- # $u(t)=0.2\cos(50t + \sin 2t)$;
- # $u(t)=0.2\cos(314t + \sin 12.56t)$;

$$\# u(t)=\cos(314t+0.2\sin 2t);$$

4.1.25. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=0.3$, $f_0 = 500$ Гц; $\Omega = 20$ рад/с, $U_m=0.02$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

$$* u(t)=0.02\cos(3140t+0.3\sin 20t);$$

$$\# u(t)=0.02\cos(500t+0.3\sin 20t);$$

$$\# u(t)=0.02\cos(3140t+0.3\sin 125.6t);$$

$$\# u(t)=0.3\cos(3140t+0.02\sin 20t);$$

4.1.26. Формула ЧМ сигнала имеет вид: $u(t)=0.02\cos(3140t+0.3\sin 20t)$. Параметры этого сигнала ЧМ :

$$* U_m=0.02 \text{ В}; f_0 = 500 \text{ Гц}; M_q=0.3; \Omega = 20 \text{ рад/с};$$

$$\# U_m=0.02 \text{ В}; f_0 = 3140 \text{ Гц}; M_q=0.3; \Omega = 20 \text{ рад/с};$$

$$\# U_m=0.02 \text{ В}; f_0 = 500 \text{ Гц}; M_q=0.3; \Omega = 20 \text{ Гц};$$

$$\# U_m=0.3 \text{ В}; f_0 = 500 \text{ Гц}; M_q=0.02; \Omega = 20 \text{ рад/с};$$

4.1.27. Формула ЧМ сигнала имеет вид: $u(t)=0.2\cos(314t+\sin 2t)$;

Параметры этого сигнала ЧМ :

$$* U_m=0.2 \text{ В}; f_0 = 50 \text{ Гц}; M_q=1; \Omega = 2 \text{ рад/с};$$

$$\# U_m=0.2 \text{ В}; f_0 = 314 \text{ Гц}; M_q=1; \Omega = 2 \text{ рад/с};$$

$$\# U_m=0.2 \text{ В}; f_0 = 50 \text{ Гц}; M_q=1; \Omega = 2 \text{ Гц};$$

$$\# U_m=1 \text{ В}; f_0 = 50 \text{ Гц}; M_q=0.2; \Omega = 2 \text{ рад/с};$$

4.1.28. Формула ЧМ сигнала имеет вид: $u(t)=0.6\cos(628t+6\sin 10t)$.

Параметры этого сигнала ЧМ :

$$* U_m=0.6 \text{ В}; f_0 = 100 \text{ Гц}; M_q=6; \Omega = 10 \text{ рад/с};$$

$$\# U_m=0.6 \text{ В}; f_0 = 628 \text{ Гц}; M_q=6; \Omega = 10 \text{ рад/с};$$

$$\# U_m=0.6 \text{ В}; f_0 = 100 \text{ Гц}; M_q=6; \Omega = 10 \text{ Гц};$$

$$\# U_m=6 \text{ В}; f_0 = 100 \text{ Гц}; M_q=0.6; \Omega = 10 \text{ рад/с};$$

4.1.29. Формула ЧМ сигнала имеет вид: $u(t)=0.8\cos(6280t+9\sin 100t)$;

Параметры этого сигнала ЧМ :

$$* U_m=0.8 \text{ В}; f_0 = 1000 \text{ Гц}; M_q=9; \Omega = 100 \text{ рад/с};$$

$$\# U_m=0.8 \text{ В}; f_0 = 6280 \text{ Гц}; M_q=9; \Omega = 100 \text{ рад/с};$$

$$\# U_m=0.8 \text{ В}; f_0 = 1000 \text{ Гц}; M_q=9; \Omega = 100 \text{ Гц};$$

$$\# U_m=9 \text{ В}; f_0 = 1000 \text{ Гц}; M_q=0.8; \Omega = 100 \text{ рад/с};$$

$$u(t)=5\cos(6280t+3\sin 628t);$$

4.1.30. Параметры сигнала ЧМ: $\Omega=3140$ рад/с, $U_m=2$ В, минимальная и максимальная частоты, соответственно, 8 кГц и 12 кГц. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

$$* u(t)=2\cos(62800t+4\sin 3140t); \# u(t)=\cos(10000t+4\sin 3140t);$$

$$\# u(t)=\cos(62800t+4\sin 62800t); \# u(t)=2\cos(62800t+2\sin 6280t);$$

4.1.31. Параметры сигнала ЧМ: $\Omega=314$ рад/с, $U_m=10$ В, минимальная и максимальная частоты, соответственно, 9 кГц и 11 кГц. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

$$* u(t)=10\cos(62800t+20\sin 314t); \# u(t)=10\cos(10000t+20\sin 314t);$$

$$\# u(t)=\cos(62800t+20\sin 314t); \# u(t)=20\cos(62800t+10\sin 314t);$$

4.1.32. Формула ЧМ сигнала имеет вид: $u(t)=6\cos(628000t+2\sin 62800t)$;

Параметры этого сигнала ЧМ :

$$* U_m=6 \text{ В}; f_0 = 100 \text{ кГц}; M_q=2; \Omega = 62800 \text{ рад/с};$$

$$\# U_m=6 \text{ В}; f_0 = 100 \text{ рад/с}; M_q=2; \Omega = 62800 \text{ рад/с};$$

$$\# U_m=6 \text{ В}; f_0 = 100 \text{ кГц}; M_q=2; \Omega = 62800 \text{ Гц};$$

$$\# U_m=2 \text{ В}; f_0 = 100 \text{ кГц}; M_q=6; \Omega = 62800 \text{ рад/с};$$

4.1.33. Формула ЧМ сигнала имеет вид: $u(t)=5\cos(6280t+3\sin 628t)$;

Параметры этого сигнала ЧМ :

* $U_m=5$ В; $f_0=1$ кГц; $M_q=3$; $F=100$ Гц;

$U_m=5$ В; $f_0=1000$ рад/с; $M_q=3$; $\Omega=628$ рад/с;

$U_m=5$ В; $f_0=1$ кГц; $M_q=3$; $\Omega=628$ Гц;

$U_m=3$ В; $f_0=1$ кГц; $M_q=5$; $\Omega=628$ рад/с;

4.1.34. Формула для ЧМ сигнала имеет вид:

$$u(t)=9\cos(62800t + \sin 6280t) \text{ [В]}$$

Соответствие числовых значений параметров этого сигнала ЧМ соответствующим символам:

* U_m ; * 9 В;

* M_q ; * 1 ;

* $P_{\text{ЧМ}}$; * 4 кГц ;

* ω_0 ; * 62800 рад/с;

* Ω ; * 6280 рад/с;

2;

1 кГц;

4.1.35. Временная диаграмма ЧМ сигнала имеет следующие параметры: амплитуда $U_m=4$ В, период несущей частоты изменяется от 0.5 мс до 1 мс с частотой 100 Гц.

Аналитическое выражение ЧМ сигнала при гармонической модуляции, имеет вид:

* $u(t)=4\cos(9420t+5\sin 628t)$; # $u(t)=4\cos(6280t+5\sin 100t)$;

$u(t)=\cos(6280t+\sin 628t)$; # $u(t)=\cos(9420t+5\sin 100t)$;

4.1.36. Период несущей частоты ЧМ сигнала изменяется от 0.5 мс до 1 мс с частотой 100 Гц. Ширина спектра ЧМ сигнала равна:

* 1.2 кГц; # 0.6 кГц; # 1 кГц; # 2 кГц;

4.1.37. Формула для ЧМ сигнала имеет вид:

$$u(t)=3\cos(62800t + \sin 6280t)$$

Частотомер измеряет частоту этого сигнала в моменты времени $t=0.25 \cdot k \cdot 10^{-3}$ с, $k=0,1,2,3$. Порядок следования показаний прибора:

* 11 кГц; * 10 кГц; * 9 кГц ; * 10 кГц;

4.2.1. Частотный модулятор содержит:

* автогенератор и реактивный элемент, управляемый модулирующим сигналом;

автогенератор;

реактивный элемент, управляемый модулирующим сигналом;

автогенератор и ФНЧ;

резонансный контур;

4.2.2. Емкость резонансного контура частотного модулятора увеличилась в 4 раза.

Частота, генерируемая генератором :

* уменьшилась в 2 раза;

уменьшилась в 4 раза;

уменьшилась в 16 раз;

увеличилась в 2 раза ;

увеличилась в 4 раза;

4.2.3. Среднее значение емкости резонансного контура частотного модулятора равно 10^{-4} мкФ, индуктивность равна 1 мкГн. Частота, генерируемая генератором, равна:

* 10^8 рад/с ; # 10^8 Гц ; # 10^5 кГц ; # 10^5 рад/с ;

4.2.4. Емкость резонансного контура частотного модулятора в процессе модуляции изменяется от 10^{-4} мкФ до $4 \cdot 10^{-4}$ мкФ, индуктивность равна 1 мкГн. Минимальная и максимальная частоты, генерируемые генератором равны, соответственно:

* $5 \cdot 10^7$ рад/с; 10^8 рад/с ; # $5 \cdot 10^7$ Гц; 10^8 Гц; # $5 \cdot 10^7$ Гц; 10^5 кГц;
$5 \cdot 10^4$ рад/с; 10^5 рад/с ;

4.2.5. Статическая модуляционная характеристика частотного модулятора – это зависимость:

* частоты генерации генератора от напряжения смещения;
частоты генерации генератора от частоты модуляции;
амплитуды напряжения генератора от напряжения смещения;
частоты генерации генератора от несущей частоты;

4.2.6. СМХ частотного модулятора имеет вид:

$$\omega = 10^3/E \text{ [рад/с]}; 10\text{В} < E < 20\text{В};$$

Средняя девиация частоты равна:

* 25 рад/с ; # 25 Гц ; # 100 Гц ; # 50 рад/с ;

4.2.7. СМХ частотного модулятора имеет вид:

$$\omega = 10^4/E \text{ [рад/с]}. 20\text{В} < E < 25\text{В};$$

Средняя девиация частоты равна:

* 50 рад/с ; # 50 Гц ; # 100 Гц ; # 25 рад/с ;

4.2.8. СМХ частотного модулятора имеет вид:

$$\omega = 10^4/E \text{ [рад/с]}; 4\text{В} < E < 5\text{В};$$

Средняя девиация частоты равна:

* 250 рад/с ; # 250 Гц ; # 2000 Гц ; # 2500 рад/с ;

4.2.9. СМХ частотного модулятора имеет вид:

$$\omega = 10^4/E \text{ [рад/с]}; 4\text{В} < E < 5\text{В};$$

Модулирующая частота 100 рад/с. Средний индекс ЧМ равен:

* 2,5 ; # 5; # 2,5 рад/с ; # 100; # 250 рад/с ;

4.2.10. СМХ частотного модулятора имеет вид:

$$f = 1.2 \cdot 10^4/(E+2) \text{ [Гц]}; 1\text{В} < E < 2\text{В}.$$

Модулирующая частота 6280 рад/с. Средний индекс ЧМ равен :

* 0.5 ; # 5; # 2,5 ; # 1000 Гц; # 0.5 рад/с ;

4.2.11. СМХ частотного модулятора имеет вид: $f = 2 \cdot 10^4/E$ [Гц]; $E_{\text{рт}} = 2$ В.

Индекс выходного ЧМ сигнала равен 1. Модулирующая частота 6280 р/с. Минимальная и максимальная генерируемые частоты :

* 9 кГц; 11 кГц ; # 9 рад/с; 11 рад/с # 900 Гц; 1100 Гц;
9000 рад/с; 11000 рад/с;

4.2.12. СМХ частотного модулятора имеет вид: $f = 2 \cdot 10^4/E$ [Гц]; $E_{\text{рт}} = 2$ В.

Индекс выходного ЧМ сигнала равен 2. Модулирующая частота 2 кГц.

Минимальная и максимальная генерируемые частоты, соответственно, _____ кГц,
_____ кГц.

* 6 кГц; 14 кГц ;

4.2.13. СМХ частотного модулятора имеет вид:

$$f = 10^4/(E+1) \text{ [Гц]}$$

Соответствие генерируемой частоты (справа) напряжению в рабочей точке (слева):

* 1В ; * 5000 Гц;

* 3 В ; * 2.5 кГц;

* 0 В; * 62800 рад/с;

4.2.14. СМХ частотного модулятора имеет вид $f=10^3/(E+2)$ [Гц]. Напряжение в рабочей точке принимает значения: 3 В, 0 В, 8 В, 2 В. Порядок следования частот сигнала на выходе:

* 200 Гц; * 0.5 кГц; * 628 рад/с; * 0.25 кГц;

4.2.15. СМХ частотного модулятора имеет вид:

$$f=4 \cdot 10^4/(E+2) \text{ [Гц]}; E_{\text{пр}}=1 \text{ В.}$$

Амплитуда напряжения модулирующего сигнала 1В.

Минимальная и максимальная частоты модулятора равны, соответственно, _____ кГц, _____ кГц.

* 10 кГц; 20 кГц ;

4.2.16. СМХ частотного модулятора имеет вид $f=6 \cdot 10^3/(E+1)$ [Гц]. Минимальная и максимальная генерируемые частоты: 2 кГц и 3 кГц . Средняя девиация частоты , минимальное и максимальное значения смещения Е, соответственно, равны:

* 0.5 кГц; 1 В ; 2 В; # 0.5 кГц; 2 В ; 1 В;

1 кГц; 1 В ; 2 В; # 1 кГц; 2 В ; 1 В;

4.2.17. СМХ частотного модулятора имеет вид $f=4 \cdot 10^3/(E+1)$ [Гц]. Минимальная и максимальная частоты частотного модулятора равны, соответственно, 1 кГц и 2 кГц . Средняя девиация частоты , минимальное и максимальное значения смещения Е, соответственно равны _____ кГц, _____ В, _____ В.

* 0.5 кГц; 1 В ; 3 В; # 0.5 кГц; 2 В ; 1 В;

1 кГц; 1 В ; 2 В; # 1 кГц; 2 В ; 1 В;

4.2.18. СМХ частотного модулятора имеет вид $f=10^4/E$ [Гц]; $E_{\text{пр}}=3$ В. Соответствие амплитуде модулирующего сигнала (слева) минимальной и максимальной частотам частотного модулятора (справа):

* 1 В ; * 2.5 кГц; 5 кГц;

* 2 В; * 2 кГц; 10 кГц;

3 кГц ; 12 кГц;

1 кГц; 15 кГц;

4.2.19. СМХ частотного модулятора имеет вид $f=10^3/(E+3)$ [Гц]. Соответствие амплитуды модулирующего сигнала (справа) минимальной и максимальной частотам частотного модулятора (слева) ;

* 250 Гц; 500 Гц; * 1 В ;

* 200 Гц; 1000 Гц; * 2 В ;

3 В;

0.5 В;

4.2.20. СМХ частотного модулятора имеет вид $f=10^5/(E+1)$ [Гц]. Минимальная и максимальная частоты частотного модулятора равны, соответственно, 50 кГц и 100 кГц . Амплитуда модулирующего сигнала равна:

* 0.5 В ; # 1 В;

2 В; # 3 В ;

4.2.21. СМХ частотного модулятора имеет вид $f=2.4 \cdot 10^4/(E+3)$ [Гц] . Напряжение смещения изменяется от 1В до 3 В с модулирующей частотой 500 Гц. Сформированный ЧМ сигнал имеет амплитуду 5 В. Аналитическое выражение сформированного ЧМ сигнала для средних параметров имеет вид:

* $u(t)=5\cos(31400t+2\sin3140t)$; # $u(t)=5\cos(31400t+\sin3140t)$;

$u(t)=\cos(31400t+\sin3140t)$; # $u(t)=5\cos(31400t+\sin3140t)$;

$u(t)=5\cos(62800t+\sin6280t)$;

4.2.22. СМХ частотного модулятора имеет вид $f=2.4 \cdot 10^4/(E+3)$ [Гц] . Напряжение смещения изменяется от 1В до 3 В с модулирующей частотой 250 Гц. Сформированный

ЧМ сигнал имеет амплитуду 3 В. Аналитическое выражение сформированного ЧМ сигнала для средних параметров имеет вид:

$$\begin{aligned} * u(t) &= 3\cos(31400t + 4\sin 1570t); \quad \# u(t) = \cos(31400t + \sin 3140t); \\ \# u(t) &= 5\cos(31400t + \sin 3140t); \quad \# u(t) = 5\cos(62800t + \sin 6280t); \end{aligned}$$

4.2.23. Слева указаны амплитуда, несущая частота, индекс ЧМ и модулирующая частота, соответственно. Соответствие аналитического выражения ЧМ сигнала (справа) параметрам слева:

$$\begin{aligned} * 2 \text{ В, } 31400 \text{ рад/с, } 1, 6280 \text{ рад/с}; & \quad * u(t) = 2\cos(31400t + \sin 6280t); \\ * 5 \text{ В, } 31400 \text{ рад/с, } 1, 3140 \text{ рад/с}; & \quad * u(t) = 5\cos(31400t + \sin 3140t); \\ * 1 \text{ В, } 10 \text{ кГц, } 4, 3140 \text{ рад/с}; & \quad * u(t) = \cos(62800t + 4\sin 3140t); \\ * 7 \text{ В, } 31400 \text{ рад/с, } 5, 500 \text{ Гц}; & \quad * u(t) = 7\cos(31400t + 5\sin 3140t); \end{aligned}$$

4.2.24. Статическая модуляционная характеристика частотного модулятора имеет вид $f = 2.4 \cdot 10^4 / (E + 3)$ [Гц]. Напряжение смещения изменяется от 1 В до 3 В с модулирующей частотой 500 Гц. Сформированный ЧМ сигнал имеет амплитуду 15 В. Соответствие средних параметров сформированного ЧМ сигнала обозначениям:

$$\begin{aligned} * U_m; & \quad * 15; \\ * \omega_0; & \quad * 31400; \\ * M_{\text{ч}}; & \quad * 2; \\ * \Omega; & \quad * 3140; \\ & \quad \# 62800; \\ & \quad \# 3; \end{aligned}$$

4.3.1. На вход частотного детектора подается сигнал:

$$\begin{aligned} * \text{ЧМ}; & \quad \# \text{АМ}; & \quad \# \text{ФМ}; \\ \# \text{ОФМ}; & \quad \# \text{ИКМ}; \end{aligned}$$

4.3.2. Назначение частотного детектора – сформировать сигнал, соответствующий закону изменения:

$$\begin{aligned} * \text{частоты входного сигнала}; \\ \# \text{амплитуды входного сигнала}; \\ \# \text{фазы входного сигнала}; \\ \# \text{производной входного сигнала}; \end{aligned}$$

4.3.3. Частотный детектор на расстроенных контурах содержит:

$$\begin{aligned} * \text{два резонансных контура, симметрично расстроенных относительно средней частоты ЧМ сигнала, и два амплитудных детектора}; \\ \# \text{два резонансных контура, симметрично расстроенных относительно средней частоты ЧМ сигнала и генератор}; \\ \# \text{два амплитудных детектора и контур}; \end{aligned}$$

4.3.4. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t) = U_m \cos(1000t + 2\sin 100t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

$$\begin{aligned} * 800 \div 1200 \text{ (рад/с)}; & \quad \# 200 \div 400 \text{ (рад/с)}; & \quad \# -200 \div 200 \text{ (рад/с)}; \\ \# 900 \div 1100 \text{ (рад/с)}; & \quad \# 1000 \div 1200 \text{ (рад/с)}; \end{aligned}$$

4.3.5. Назначение ФНЧ в частотном детекторе:

$$\begin{aligned} * \text{выделить из тока диода модулирующую частоту}; \\ \# \text{создать модулирующую частоту в спектре тока диода}; \\ \# \text{усилить входной сигнал}; \end{aligned}$$

создать несущую частоту в спектре выходного тока;

4.3.6. Статическая характеристика детектирования частотного детектора – это зависимость:

* постоянной составляющей выходного тока от частоты входного сигнала;

постоянной составляющей выходного тока от амплитуды входного сигнала;

постоянной составляющей выходного тока от фазы входного сигнала;

4.3.7. Рабочая точка на статической характеристике частотного детектора выбирается:

* в середине линейного участка СХД;

в середине линейного участка ВАХ диода;

в любой точке нелинейного участка СХД;

на участке насыщения СХД;

4.3.8. Статическая характеристика частотного детектора имеет вид:

$$I_0 = 2(w - w_0) \text{ [mA]}; \quad |w - w_0| < 6280 \text{ рад/с}$$

Максимально допустимая девиация частоты входного ЧМ сигнала при отсутствии искажений, равна :

* 1000 Гц ; # 6280 Гц ; # 3140 Гц ; # 2000 Гц;

4.3.9. Статическая характеристика частотного детектора имеет вид:

$$I_0 = A(w - w_0) \text{ [mA]}; \quad |w - w_0| < 31400 \text{ рад/с}$$

Максимально допустимая девиация частоты входного ЧМ сигнала при отсутствии искажений, равна .:

* 5000 Гц ; # 5000 рад/с; # 31400 Гц; # 10 кГц;

4.3.10. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t) = 100 \cos(628t + \sin 28t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $600 \div 656$ (рад/с); # $28 \div 56$ (рад/с) ; # $-28 \div 28$ (рад/с) ;

$72 \div 128$ (рад/с) ; # $100 \div 128$ (рад/с);

4.3.11. Модулирующий сигнал $\cos \Omega t$. Частота ЧМ сигнала изменяется по закону:

* $\Delta \omega \cos \Omega t$; # $\Delta \omega \sin \Omega t$; # $\Delta \omega \Omega t$; # Ωt ;

4.3.12. Модулирующий сигнал $\Delta \omega \cos \Omega t$. Фаза ЧМ сигнала изменяется по закону:

* $M_{\varphi} \sin \Omega t$; # $\Delta \omega \cos \Omega t$; # $\Delta \omega \Omega t$; # Ωt ;

4.3.13. Фаза ЧМ сигнала изменяется по закону $M_{\varphi} \sin \Omega t$. Напряжение на выходе частотного детектора изменяется по закону:

* $\Delta \omega \cos \Omega t$; # $M_{\varphi} \sin \Omega t$; # $\Delta \omega \Omega t$; # Ωt ;

4.3.14. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t) = 16 \cos(314t + \sin 2t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $312 \div 316$ (рад/с); # $2 \div 4$ (рад/с) ; # $-2 \div 2$ (рад/с) ;

$14 \div 18$ (рад/с) ; # $314 \div 318$ (рад/с);

4.3.15. Сигнал на выходе частотного детектора в отсутствии помех и искажений :

* пропорционален модулирующему сигналу;

обратно пропорционален модулирующему сигналу;

не зависит от модулирующего сигнала;

пропорционален амплитуде ЧМ сигнала;

4.3.16. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t) = 40 \cos(2000t + 5 \sin 40t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $1800 \div 2200$ (рад/с); # $40 \div 80$ (рад/с) ; # $-40 \div 40$ (рад/с) ;

$0 \div 80$ (рад/с) ; # $2000 \div 2040$ (рад/с);

4.3.17. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t)=60\cos(6280t+3\sin 628t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $700 \div 1300$ (Гц); # $628 \div 1256$ (рад/с) ; # $-628 \div 628$ (рад/с) ;
$6280 \div 6580$ (Гц) ; # $5980 \div 6280$ (рад/с);

4.3.18. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t)=125\cos(62800t+\sin 6280t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $9 \div 11$ (кГц); # $9000 \div 11000$ (рад/с) ; # $-6280 \div 6280$ (рад/с) ;
$9 \div 10$ (кГц) ; # $10 \div 11$ (кГц);

4.3.19. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t)=5\cos(6280t+4\sin 628t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $600 \div 1400$ (Гц); # $628 \div 1256$ (рад/с) ; # $-628 \div 628$ (рад/с) ;
$1000 \div 1400$ (Гц) ; # $5980 \div 6280$ (рад/с);

4.3.20. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t)=8\cos(10t+5\sin t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $5 \div 15$ (рад/с); # $10 \div 15$ (рад/с) ; # $-5 \div 5$ (рад/с) ;
$0 \div 10$ (рад/с) ; # $5 \div 15$ (Гц);

4.3.21. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t)=0.8\cos(16t+4\sin 2t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $8 \div 24$ (рад/с); # $16 \div 24$ (рад/с) ; # $-8 \div 8$ (рад/с) ;
$-2 \div 2$ (рад/с) ; # $8 \div 24$ (Гц);

4.3.22. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t)=48\cos(1000t+0.5\sin 100t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $950 \div 1050$ (рад/с); # $1000 \div 1050$ (рад/с) ; # $-100 \div 100$ (рад/с) ;
$950 \div 1000$ (рад/с) ; # $950 \div 1050$ (Гц);

4.3.23. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t)=80\cos(510t+5\sin 2t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $500 \div 520$ (рад/с); # $10 \div 20$ (рад/с) ; # $-5 \div 5$ (рад/с) ;
$-2 \div 2$ (рад/с) ; # $500 \div 520$ (Гц);

4.3.24. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t)=0.18\cos(6280t+6\sin 628t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $400 \div 1600$ (Гц); # $400 \div 1600$ (рад/с) ; # $-628 \div 628$ (рад/с) ;
$-6 \div 6$ (Гц) ; # $1000 \div 1600$ (Гц);

4.3.25. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t)=0.9\cos(6280t+1.5\sin 628t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $850 \div 1150$ (Гц); # $850 \div 1150$ (рад/с) ; # $-628 \div 628$ (рад/с) ;
$-1.5 \div 1.5$ (Гц) ; # $1000 \div 1150$ (Гц);

МТУСИ

Дисциплина: Теория электрической связи

TEST-7Г

Тесты по теме 6.1. «Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразования»

Тесты по теме 6.2. «Преимущества и недостатки ИКМ»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

*ПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ **

НЕПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ #

6.1.1. _____ сигнал в произвольные моменты времени может принимать любые, сколь угодно близкие друг к другу значения.

- * Непрерывный;
- # Дискретный;
- # Двоичный;
- # Бинарный;

6.1.2. Сигнал, принимающий только 2 значения, называется:

- * двоичным; * бинарным; # непрерывным;

6.1.3. _____ - это замена непрерывного сигнала дискретными отсчетами.

- * Дискретизация;
- # Усиление;
- # Кодирование;
- # Фильтрация;

6.1.4. Уровни квантования 0, 1, 2, 3, 4, 5, Отсчеты сигнала равны 8.2 ; 6.65 ; 0.13 ; 1.48. Порядок следования отсчетов на выходе квантователя :
* 8 ; * 7 ; * 0 ; * 1 ; # 2; # 6;

6.1.5. Уровни квантования 0, 1, 2, 3, 4, 5, Отсчеты сигнала равны 7.82 ; 0.65 ; 0.13 ; 1.148. Порядок следования отсчетов на выходе квантователя :
* 8 ; * 1 ; * 0 ; * 1 ; # 7; # 2;

6.1.6. _____ - это замена истинных значений сигнала ближайшими разрешенными значениями.

- * Квантование;
- # Кодирование;
- # Фильтрация;
- # Дискретизация;

6.1.7. _____ - это замена квантованных уровней сигнала кодовыми комбинациями.

- * Кодирование;
- # Квантование;
- # Фильтрация;
- # Дискретизация;

6.1.8. Уровни квантования 0, 1, 2, 3, 4, 5, ... Отсчеты сигнала равны 0.82 ; 4.65 ; 3.63 ; 6.8.

Порядок следования отсчетов на выходе квантователя :

* 1 ; * 5 ; * 4 ; * 7 ; # 3 ; # 6 ;

6.1.9. Порядок выполнения операций при переходе от непрерывного сигнала к сигналу ИКМ:

* дискретизация; * квантование; * кодирование; # ограничение; # декодирование;

6.1.10. Уровни квантования 0, 1, 2, 3, ... Сигнал принял значение 2,64. Значение сигнала на выходе квантователя:

* 3 ; # 2 ; # 2.6 ; # 1 ; # 2,7

6.1.11. Уровни квантования 0, 1, 2, 3, ... Сигнал принял значение 1,75. Значение сигнала на выходе квантователя равно:

* 2 ; # 1 ; # 3 ; # 0 ; # 1,7

6.1.12. Уровни квантования 0, 1, 2, 3, 4, 5, ... Отсчеты сигнала равны 0.2 ; 4.65 ; 2.33

; 1.8. Порядок следования отсчетов на выходе квантователя :

* 0 ; * 5 ; * 2 ; * 2 ; # 1 ; # 4 ;

6.1.13. Уровни квантования 0, 1, 2, 3, 4, 5, ... Соответствие отсчетов на выходе квантователя (справа) значениям сигнала на его входе (слева):

* 4.9 ;	* 5 ;
* 2.67 ;	* 3 ;
* 3.12 ;	* 3 ;
* 1.45 ;	* 1 ;
* 0.45 ;	* 0 ;

6.1.14. Соответствие наименования сигнала (справа) выходному сигналу устройства, указанному слева:

* Дискретизатор;	* Дискретизированный сигнал;
* Квантователь ;	* Квантованный сигнал;
* Кодер ;	* Сигнал ИКМ;

6.1.15. Кодер превращает квантованный уровень в соответствующее двоичное число, т.е. в комбинацию из 3-х символов. На входе кодера 6-ой уровень. На выходе комбинация:

* 110 ; * 101 ; # 111 ; # 011 ; # 001 ;

6.1.16. Кодер превращает квантованный уровень в соответствующее двоичное число, т.е. в комбинацию из 3-х символов. На входе кодера 5-ой уровень. На выходе комбинация :

* 101 ; # 111 ; # 011 ; # 110 ; # 001 ;

6.1.17. Кодер превращает квантованный уровень в соответствующее двоичное число, т.е. в комбинацию из 3-х символов. На входе кодера уровни: 4, 7, 3, 0.

Порядок следования комбинаций на выходе:

* 100 ; * 111 ; * 011 ; * 000 ; # 001 ; # 101 ;

6.1.18. Кодер превращает квантованный уровень в соответствующее двоичное число, т.е. в комбинацию из 3-х символов. Соответствие комбинаций на выходе кодера уровням на входе:

* 5 ; * 101 ;
 * 7 ; * 111 ;
 * 0 ; * 000 ;
 * 1 ; * 001 ;
 * 2 ; * 010 ;

6.1.19. Количество уровней квантования равно 16. Длина кодовой комбинации двоичного сигнала ИКМ равна:

* 4 ; # 2 ; # 16 ; # 3 ; # 5 ;

6.1.20. Количество уровней квантования равно 256. Длина кодовой комбинации сигнала ИКМ равна:

* 8 ; # 4 ; # 5 ; # 3 ; # 7 ;

6.1.21. Соответствие длины кодовой комбинации сигнала ИКМ (справа) количеству уровней квантования (слева):

* 256 ; * 8 ;
 * 16 ; * 4 ;
 * 128 ; * 7 ;
 * 64 ; * 6 ;

6.1.22. Сигнал принимает квантованное значение 30. Кодовая комбинация сигнала ИКМ:

* 11110 ; * 00111 ; * 00011 ; * 01000 ;

6.1.23. Длина кодовой комбинации сигнала ИКМ равна 7. Код двоичный. Количество уровней квантования равно:

* 128 ; # 64 ; # 7 ; # 2 ; # 14 ;

6.1.24. Длина кодовой комбинации сигнала ИКМ равна 10. Код двоичный. Количество уровней квантования равно:

* 1024 ; # 10 ; # 2 ; # 20 ; # 256 ;

6.1.25. Длина кодовой комбинации сигнала ИКМ принимает значения: 6, 5, 8, 4. Код двоичный. Порядок следования соответствующего количества уровней квантования:

* 64 ; * 32 ; * 256 ; * 16 ; # 1024 ; # 8 ;

6.1.26. Соответствие количества уровней квантования (справа) длине кодовой комбинации сигнала ИКМ (слева), если код двоичный :

* 6 ; * 64 ;
 * 5 ; * 32 ;
 * 9 ; * 512 ;
 * 4 ; * 16 ;

6.1.27. Порядок следования операций при переходе от сигнала ИКМ к аналоговому сигналу:

* декодирование ; * фильтрация (интерполяция) ; # дискретизация ;
 # квантование ; # кодирование ;

6.2.1. Ширина спектра аналогового сигнала равна F . Длина двоичной кодовой комбинации n . Шаг квантования Δ . Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* $2nF$; $\Delta^2/12$; # $2F$; $\Delta^2/12$; # $2nF$; Δ^2 ; # $2\Delta F$; $\Delta^2/4$;

6.2.2. Помеха, возникающая в процессе операции квантования, называется :

* шум квантования ; # белый шум ;
 # шум кодирования ; # тепловой шум ;

6.2.6. Порядок следования символов в формуле, определяющей ФПВ шума квантования, если шаг квантования Δ :

* $W(x)$; * $=$; * $1/2\Delta$; * при; * $|x|$; * $\leq$; * $\Delta/2$;

6.2.14. Нормальный случайный процесс x с нулевым средним квантуется на 2 уровня: 1, если $x > 0$; -1, если $x < 0$.

Вероятность единицы на выходе квантователя равна:

* 0.5; # 1; # 0; # 2;

6.2.18. _____ - это восстановление частично искаженных помехой импульсов.

* Регенерация; # квантование; # кодирование; # дискретизация;

6.2.3. Ширина спектра аналогового сигнала равна 1 кГц. Длина двоичной кодовой комбинации 6. Шаг квантования 3 В. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 12 кГц; 0.75 В^2 ; # 6 кГц; 0.75 В^2 ; # 12 кГц; 9 В^2 ; # 1 кГц; 0.25 В^2 ;

6.2.4. Сигнал изменяется от 0 до 255 мВ. Количество уровней квантования 256. Шаг квантования равен:

* 1 мВ; # 2 мВ; # 255 мВ; # $255/256$ мВ;

6.2.5. Шаг квантования равен 1 мВ. Шум квантования равномерно распределен в диапазоне:

* от -0.5 мВ до 0.5 мВ; # от -1 мВ до 1 мВ;

от 0 до 0.5 мВ; # от 0 до 1 мВ;

6.2.7. Ширина спектра аналогового сигнала равна 2 кГц. Количество уровней квантования 128. Шаг квантования 2 В. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 28 кГц; $1/3 \text{ В}^2$; # 128 кГц; 0.75 В^2 ; # 14 кГц; $4/12 \text{ В}^2$; # 4 кГц; $1/6 \text{ В}^2$;

6.2.8. Ширина спектра аналогового сигнала равна 3 кГц. Длина двоичной кодовой комбинации 7. Шаг квантования 6 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 42 кГц; 3 мВ^2 ; # 42 кГц; 36 мВ^2 ; # 21 кГц; 3 мВ^2 ; # 6 кГц; 3 В^2 ;

6.2.9. Ширина спектра аналогового сигнала равна 4 кГц. Количество уровней квантования 64. Шаг квантования 4 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 48 кГц; $4/3 \text{ мВ}^2$; # 8 кГц; $4/3 \text{ мВ}^2$; # 48 кГц; $4/12 \text{ мВ}^2$; # 8 кГц; $4/3 \text{ мВ}^2$;

6.2.10. Ширина спектра аналогового сигнала равна 4 кГц. Количество уровней квантования 256. Шаг квантования 12 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 64 кГц; 12 мВ^2 ; # 128 кГц; 12 мВ^2 ; # 64 кГц; 144 мВ^2 ; # 128 кГц; 1 мВ^2 ;

6.2.11. Ширина спектра аналогового сигнала равна 5 кГц. Количество уровней квантования 128. Шаг квантования 1.2 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 70 кГц; 0.12 мВ^2 ; # 70 кГц; 12 мВ^2 ; # 10 кГц; 0.12 мВ^2 ;

10 кГц; 1.2 мВ^2 ;

6.2.12. Ширина спектра аналогового сигнала равна 10 кГц. Количество уровней квантования 32. Шаг квантования 0.12 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 100 кГц; 0.0012 мВ² ; # 100 кГц; 0.12 мВ² ; # 20 кГц; 0.0012 мВ² ;
20 кГц; 0.12 мВ ;

6.2.13. Ширина спектра аналогового сигнала равна 1 кГц. Количество уровней квантования 1024. Шаг квантования 12 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 20 кГц; 12 мВ² ; # 20 кГц; 12 мВ ; # 2 кГц; 144 мВ² ; # 20 кГц; 12 мВ² ;

6.2.15. Интервал дискретизации равен 3 мс. Количество уровней квантования 8. Ширина спектра сигнала ИКМ равна:

* 1 кГц; # 3 кГц; ; # 8 кГц; ; # 6 кГц; # 2 кГц;

6.2.16. Интервал дискретизации равен 7 мкс. Количество уровней квантования 128. Ширина спектра сигнала ИКМ равна:

* 1 МГц; # 7 МГц; ; # 128 кГц; ; # 128 МГц; # 14 кГц;

6.2.17. Интервал дискретизации равен 6 мкс. Количество уровней квантования 64. Шаг квантования 12 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 1 МГц; 12 мВ² ; # 1 МГц; 12 мВ ; # 1/6 МГц; 144 мВ² ; # 6 МГц; 12 мВ² ;

6.2.19. Интервал дискретизации равен 5 мс. Количество уровней квантования 32. Шаг квантования 6 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 1 кГц; 3 мВ² ; # 1 кГц; 3 мВ ; # 1/5 МГц; 3 мВ² ; # 1 МГц; 6 мВ² ;

6.2.20. Интервал дискретизации равен 3 мс. Количество уровней квантования 64. Шаг квантования 6 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 2 кГц; 3 мВ² ; # 2 кГц; 3 мВ ; # 1/3 МГц; 3 мВ² ; # 2 МГц; 6 мВ² ;

6.2.21. Интервал дискретизации равен 4 мс. Количество уровней квантования 256. Шаг квантования 6 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 2 кГц; 3 мВ² ; # 2 кГц; 3 мВ ; # 1/3 МГц; 3 мВ² ; # 2 МГц; 6 мВ² ;

6.2.22. Интервал дискретизации равен 2 мс. Количество уровней квантования 16. Шаг квантования 2 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 2 кГц; 1/3 мВ² ; # 2 кГц; 1/3 мВ ; # 1/2 МГц; 2 мВ² ; # 2 МГц; 4 мВ² ;

6.2.23. Интервал дискретизации равен 1 мкс. Количество уровней квантования 4. Шаг квантования 1 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 2 МГц; 1/12 мВ² ; # 2 МГц; 1/12 мВ ; # 1 МГц; 1/12 мВ² ; # 2 МГц; 1 мВ² ;

6.2.24. Интервал дискретизации равен 2 мкс. Количество уровней квантования 4. Шаг квантования 3 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 1 МГц; 0.75 мВ² ; # 1 МГц; 0.75 мВ ; # 1 кГц; 0.75 мВ² ;

0.5 МГц; 3 мВ² ;

6.2.25. Интервал дискретизации равен 8 мкс. Количество уровней квантования 16. Шаг квантования 3 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 0.5 МГц; 0.75 мВ² ; # 0.5 МГц; 0.75 мВ ; # 0.5 кГц; 0.75 мВ² ;

0.5 МГц; 3 мВ² ;

МТУСИ

Дисциплина: Теория электрической связи

TEST-8T

Тесты по теме 7.1. «Характеристики и параметры цифровых фильтров»

Тесты по теме 7.2. «Характеристики ЦФ. ДПФ»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

*ПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ **

НЕПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ #

7.1.1. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=1$, $b_0=0.2$, $b_1=-0.6$, $b_2=-0.9$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$\begin{aligned} * y_i &= y_{i-1} + 0.2x_i + 0.6x_{i-1} - 0.9x_{i-2} ; & \# y_i &= y_{i-2} + 0.2x_i + 0.5x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_{i-1} + 0.2x_{i-1} + 0.6x_{i-2} - 0.9x_{i-2} ; & \# y_i &= y_{i-1} + 0.2x_i + 0.6x_{i-1} ; \end{aligned}$$

7.1.2. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=1$, $a_2=-0.1$, $b_0=0.1$, $b_1=0.5$, $b_2=-0.7$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$\begin{aligned} * y_i &= y_{i-1} - 0.1y_{i-2} + 0.1x_i + 0.5x_{i-1} - 0.7x_{i-2} ; \\ \# y_i &= -0.1y_{i-2} + 0.1x_i + 0.5x_{i-1} - 0.7x_{i-2} ; \\ \# y_i &= -0.1y_{i-1} + 0.1x_i + 0.5x_{i-1} - 0.7x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_i - 0.1y_{i-1} + 0.1x_i + 0.5x_{i-1} - 0.7x_{i-2} ; \end{aligned}$$

7.1.3. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=1$, $a_2=-0.3$, $b_0=0.1$, $b_2=-0.27$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$\begin{aligned} * y_i &= y_{i-1} - 0.3y_{i-2} + 0.1x_i - 0.27x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_{i-2} + 0.1x_i - 0.3x_{i-1} - 0.27x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_{i-1} - 0.3y_{i-2} + 0.1x_i - 0.27x_{i-1} ; \\ \# y_i &= y_i - 0.3y_{i-1} + 0.1y_{i-2} - 0.27y_{i-3} ; \end{aligned}$$

7.1.4. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=2$, $a_2=0$, $b_0=0.8$, $b_1=-2.5$, $b_2=-1.1$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$\begin{aligned} * y_i &= 2y_{i-1} + 0.8x_i - 2.5x_{i-1} - 1.1x_{i-2} ; \\ \# y_i &= 2y_{i-2} + 0.8x_i - 2.5x_{i-1} - 1.1x_{i-2} ; \\ \# y_i &= 2y_i + 0.8x_i - 2.5x_{i-1} - 1.1x_{i-2} ; \\ \# y_i &= 2x_i + 0.8x_{i-1} - 2.5x_{i-2} - 1.1x_{i-3} ; \end{aligned}$$

7.1.5. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=1$, $b_0=2$, $b_2=0.5$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$\begin{aligned} * y_i &= y_{i-1} + 2x_i + 0.5x_{i-2} ; & \# y_i &= y_{i-2} + 2x_i + 0.5x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_{i-1} + 2x_{i-1} + 0.5x_{i-2} ; & \# y_i &= y_{i-1} + 2x_i + 0.5x_{i-1} ; \end{aligned}$$

7.1.6. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=0$, $a_2=1$, $b_0=1.28$, $b_1=-1.15$, $b_2=-1.9$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$\begin{aligned} * y_i &= y_{i-2} + 1.28x_i - 1.15x_{i-1} - 1.9x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_{i-1} + 1.28x_i - 1.15x_{i-1} - 1.9x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_i + 1.28x_i - 1.15x_{i-1} - 1.9x_{i-2} ; \\ \# y_i &= x_i + 1.28x_{i-1} - 1.15x_{i-2} - 1.9x_{i-3} ; \end{aligned}$$

7.1.7. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=1$, $a_2=-0.9$, $b_0=0.1$, $b_1=-0.15$, $b_2=-1.7$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$\begin{aligned} * y_i &= y_{i-1} - 0.9y_{i-2} + 0.1x_i - 0.15x_{i-1} - 1.7x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_{i-2} - 0.9y_{i-2} + 0.1x_i - 0.15x_{i-1} - 1.7x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_i - 0.9y_{i-1} + 0.1x_i - 0.15x_{i-1} - 1.7x_{i-2} ; \end{aligned}$$

$$\# y_i = x_i - 0.9 x_{i-1} + 0.1 x_{i-2} - 0.15 x_{i-3} - 1.7 x_{i-4} ;$$

7.1.8. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=1$, $a_2=-1$, $b_0=0.51$, $b_1=-0.05$, $b_2=-1$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$* y_i = y_{i-1} - y_{i-2} + 0.51 x_i - 0.05 x_{i-1} - x_{i-2} ;$$

$$\# y_i = y_i - y_{i-1} + 0.51 x_i - 0.05 x_{i-1} - x_{i-2} ;$$

$$\# y_i = y_{i-1} + 0.51 x_i - 0.05 x_{i-1} - x_{i-2} ;$$

$$\# y_i = x_i - x_{i-1} + 0.51 x_{i-2} - 0.05 x_{i-3} - x_{i-4} ;$$

7.1.9. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=1$, $a_2=-0.1$, $b_0=1$, $b_1=-1.05$, $b_2=-2.1$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$* y_i = y_{i-1} - 0.1 y_{i-2} + x_i - 1.05 x_{i-1} - 2.1 x_{i-2} ;$$

$$\# y_i = y_i - 0.1 y_{i-2} + x_i - 1.05 x_{i-1} - 2.1 x_{i-2} ;$$

$$\# y_i = y_i - 0.1 y_{i-1} + x_i - 1.05 x_{i-1} - 2.1 x_{i-2} ;$$

$$\# y_i = x_i - 0.1 x_{i-1} + x_{i-2} - 1.05 x_{i-3} - 2.1 x_{i-4} ;$$

7.1.10. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=0$, $a_2=0$, $b_0=1$, $b_1=-1$, $b_2=1$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$* y_i = x_i - x_{i-1} + x_{i-2} ;$$

$$\# y_i = y_i + y_{i-2} + x_i - x_{i-1} + x_{i-2} ;$$

$$\# y_i = y_i - y_{i-1} + x_i - x_{i-1} + x_{i-2} ;$$

$$\# y_i = x_i + x_{i-1} + x_{i-2} - x_{i-3} + x_{i-4} ;$$

7.2.1. Импульсная реакция цифрового фильтра – это реакция фильтра на сигнал вида:

$$* x_i = 1 \text{ при } i=0 ; \quad x_i = 0 \text{ при } i \neq 0 ;$$

$$\# x_i = 1 \text{ при } i > 0 ;$$

$$\# x_i = 1 \text{ при } i \neq 0 ;$$

$$\# x_i = 0 \text{ при } i=0 ; \quad x_i = 1 \text{ при } i \neq 0 ;$$

7.2.2. Переходная характеристика цифрового фильтра – это реакция фильтра на сигнал вида:

$$* x_i = 1 \text{ при } i \geq 0 ; \quad x_i = 0 \text{ при } i < 0 ;$$

$$\# x_i = 1 \text{ при } i=0 ;$$

$$\# x_i = 1 \text{ при } i \neq 0 ;$$

$$\# x_i = 0 \text{ при } i=0 ; \quad x_i = 1 \text{ при } i \neq 0 ;$$

7.2.3. Разностное уравнение цифрового фильтра имеет вид:

$$y_i = y_{i-1} + x_i - 0.5 x_{i-1} ;$$

Первые два отсчета импульсной реакции фильтра равны:

$$* 1 ; 0.5 ; \# 1 ; 1 ; \# 0.5 ; 1 ; \# 0.5 ; 0.5 ;$$

7.2.4. Разностное уравнение цифрового фильтра имеет вид:

$$y_i = 2 y_{i-1} + x_i - 2 x_{i-1} ;$$

Первые два отсчета импульсной реакции фильтра равны:

$$* g_0 = 1, g_1 = 0 ; \quad \# g_0 = 1, g_1 = 1 ;$$

$$\# g_0 = 0, g_1 = 1 ; \quad \# g_0 = 1, g_1 = -1 ;$$

7.2.5. Разностное уравнение цифрового фильтра имеет вид:

$$y_i = y_{i-1} + 2 x_i - 2 x_{i-1} ;$$

Первые два отсчета переходной характеристики фильтра равны:

$$* 2 ; 2 ; \quad \# 1 ; 1 ; \quad \# 0 ; 0 ; \quad \# 2 ; -2 ;$$

7.2.6. Разностное уравнение цифрового фильтра имеет вид:

$$y_i = 2 y_{i-1} + x_i - 5 x_{i-1} ;$$

Первые два отсчета переходной характеристики фильтра равны:

$$* 1, -2 ; \quad \# 1 ; 1 ; \quad \# -1 ; 1 ; \quad \# 2 ; -2 ;$$

7.2.7. Разностное уравнение цифрового фильтра имеет вид:

$$y_i = 3y_{i-1} + 2x_i - 2x_{i-1} ;$$

Первые два отсчета импульсной реакции фильтра равны:

$$\begin{array}{ll} * g_0 = 2, g_1 = 4 ; & \# g_0 = 2, g_1 = 0 ; \\ \# g_0 = 0, g_1 = 2 ; & \# g_0 = 4, g_1 = -1 ; \end{array}$$

7.2.8. Z-преобразование от сигнала вида:

$$x_i = 1 \text{ при } i=0 ; \quad x_i = 0 \text{ при } i \neq 0 ;$$

равно:

$$* 1 ; \quad \# 0 ; \quad \# -1 ; \quad \# z ;$$

7.2.9. Z-преобразование от сигнала вида:

$$x_i = 1 \text{ при } i \geq 0 ; \quad x_i = 0 \text{ при } i < 0 ;$$

равно:

$$* 1+z^{-1}+z^{-2}+ \dots ; \quad \# 1+z+z^2+ \dots ; \quad \# 1 ; \quad \# z^{-1} ;$$

7.2.10. Разностное уравнение цифрового фильтра имеет вид:

$$y_i = y_{i-1} + 0.9x_i - 0.2x_{i-1} ;$$

Первые два отсчета импульсной реакции фильтра равны:

$$\begin{array}{ll} * g_0 = 0.9, g_1 = 0.7 ; & \# g_0 = 0.7, g_1 = 0.9 ; \\ \# g_0 = 0, g_1 = 1 ; & \# g_0 = 0.9, g_1 = -0.2 ; \end{array}$$

7.2.11. Разностное уравнение цифрового фильтра имеет вид:

$$y_i = y_{i-1} + 3x_i - 4x_{i-1} ;$$

Первые два отсчета переходной характеристики фильтра равны:

$$* 3, 2 ; \quad \# 3 ; 1 ; \quad \# -3 ; 2 ; \quad \# 2 ; 3 ;$$

7.2.12. Разностное уравнение цифрового фильтра имеет вид:

$$y_i = 2y_{i-1} + 2x_i + 2x_{i-1} ;$$

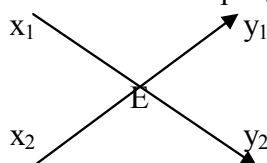
Первые два отсчета переходной характеристики фильтра равны:

$$* 2, 8 ; \quad \# 1 ; 1 ; \quad \# 8 ; 2 ; \quad \# 2 ; -2 ;$$

7.2.13. Базовая операция быстрого преобразования Фурье называется:

* «бабочка» ; $\#$ «птичка» ; $\#$ «синичка» ; $\#$ «звездочка» ;

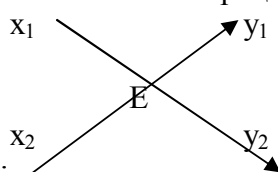
7.2.14. В соответствии с базовой операцией быстрого преобразования Фурье:



значение y_1 равно:

$$* x_1 + x_2 E ; \quad \# x_1 - x_2 E ; \quad \# x_1 ; \quad \# x_2 E ;$$

7.2.15. В соответствии с базовой операцией быстрого преобразования Фурье:



значение y_2 равно:

$$* x_1 - x_2 E ; \quad \# x_1 + x_2 E ; \quad \# x_1 ; \quad \# x_2 E ;$$

7.2.16. Передаточная характеристика ЦФ равна:

* отношению z-преобразований $Y(z)/X(z)$;

$\#$ отношению z-преобразований $X(z)/Y(z)$;

$\#$ отношению z-преобразований $Z(y)/Z(x)$;

- # отношению z-преобразований $Z(x) / Z(y)$;
 7.2.17. ЦФ устойчив, если:
 * $|ZP_{1,2}| < 1$;
 # $|ZP_{1,2}| = 1$; ;
 # $|ZP_{1,2}| > 1$; ;
 # $|ZP_{1,2}| < \infty$;

М Т У С И
 Дисциплина: Теория Электрической связи.
TEST-9Т.

Тесты по теме 8.1. «Характеристики согласованного фильтра»
 Тесты по теме 8.2. «Оптимальная фильтрация сложных сигналов»
 Тесты по теме 8.3. «Характеристики фильтра, согласованного с одиночным импульсом»
 Автор : Сухоруков Александр Сергеевич
*ПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ **

НЕПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ #

- 8.1.1. Согласованный фильтр обеспечивает на выходе _____ отношение энергии сигнала к энергии шума.
 * максимальное; # большое; # минимальное ; # маленькое ;
- 8.1.2. Амплитуда посылки сигнала ДФМ равна 10 В, длительность посылки 1с, спектральная плотность белого шума $2 \text{ В}^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе согласованного с сигналом фильтра равно:
 * 25 ; # 5 ; # 2 ; # 10 ;
- 8.1.3. _____ характеристика согласованного фильтра с точностью до постоянного множителя совпадает с амплитудным спектром сигнала.
 * Амплитудно-частотная ; # Фазо-частотная;
 # Временная ; # Частотная ;
- 8.1.4. _____ согласованного фильтра совпадает с зеркальным отображением сигнала.
 * Импульсная реакция; # Амплитудно-частотная характеристика;
 # Фазо-частотная характеристика; # Частотная характеристика ;
- 8.1.5. Амплитудный спектр сигнала $|K(j\omega)|$. АЧХ фильтра, согласованного с этим сигналом равна :
 * $A|K(j\omega)|$; # $|K(j\omega)|^{-1}$; # $K(j\omega)$; # $U(T-t)$;
- 8.1.6. Сигнал длительностью T равен $u(t)$. Импульсная реакция фильтра, согласованного с этим сигналом равна:
 * $u(T-t)$; # $Au(t-T)$; # $-u(T-t)$; # $u^{-1}(t-T)$;
- 8.1.7. Амплитуда посылки сигнала ДАМ равна 3В, длительность посылки 1 с, спектральная плотность белого шума $2 \text{ В}^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе согласованного с сигналом фильтра равно:
 * 2.25 ; # 3 ; # 2 ; # 4.5 ;

8.1.8. 8.1.12. Амплитуда посылки сигнала ДФМ равна 7 В, длительность посылки 1 с, спектральная плотность белого шума $7 \text{ В}^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе согласованного с сигналом фильтра равно:

* 3.5 ; # 7 ; # 1 ; # 0.5 ;

8.1.9. Амплитуда посылки сигнала ДАМ равна 4 В, длительность посылки 1 с, спектральная плотность белого шума $1 \text{ В}^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе согласованного с сигналом фильтра равно:

* 8 ; # 4 ; # 1 ; # 16 ;

8.1.10. Амплитуда посылки сигнала ДАМ равна 4 мВ, длительность посылки 1 с, спектральная плотность белого шума $8 \text{ мВ}^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе согласованного с сигналом фильтра равно:

* 1 ; # 4 ; # 2 ; # 0.5 ;

8.1.11. Амплитуда посылки сигнала ДАМ равна 6 мВ, длительность посылки 1 с, спектральная плотность белого шума $2 \text{ мВ}^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе согласованного с сигналом фильтра равно:

* 9 ; # 6 ; # 2 ; # 18 ;

8.1.12. Амплитуда посылки сигнала ДФМ равна 5 В, длительность посылки 1 с, спектральная плотность белого шума $2 \text{ В}^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе согласованного с сигналом фильтра равно:

* 6.25 ; # 5 ; # 2 ; # 2.5 ;

8.1.13. При подаче на вход фильтра согласованного с ним сигнала мы получим на выходе согласованного фильтра:

* корреляционную функцию сигнала;

спектр сигнала;

преобразование Фурье от сигнала;

среднее значение сигнала;

8.1.14. Напряжение на выходе фильтра, согласованного с сигналом $u(t)$, равно:

* $\int_0^t u(\tau)u(T-t+\tau)d\tau$; # $\int_0^T u(\tau)g(t-\tau)d\tau$; # $\int_0^t u(\tau)^2 d\tau$; # $\int_0^t u(\tau)u(t-\tau)d\tau$;

8.1.15. Амплитуда посылки сигнала ДЧМ равна 8 В, длительность посылки 1 с, спектральная плотность белого шума $4 \text{ В}^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе согласованного с сигналом фильтра равно:

* 8 ; # 4 ; # 16 ; # 2 ;

8.1.16. Напряжение на выходе фильтра, согласованного с сигналом $u(t)$ в момент времени T , равно:

* $\int_0^T u^2(\tau)d\tau$; # $\int_0^T u(\tau)g(t-\tau)d\tau$; # $\int_0^t u(\tau)^2 d\tau$; # $\int_0^t u(\tau)u(t-\tau)d\tau$;

8.2.1 Функция корреляции шумоподобного сигнала $x(t)$ равна:

* $\frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t+\tau)dt$; # $\frac{1}{T} \int_0^T x(t)^2 dt$;

$\frac{1}{T} \int_0^T [x(t) + x(t+\tau)]dt$; # $\frac{1}{T} \int_0^T x(t) / x(t+\tau)dt$;

8.2.2. Фильтр, согласованный с шумоподобным сигналом, имеет АЧХ, равную (с точностью до постоянного множителя) _____ шумоподобного сигнала.

* АЧХ; # ФЧХ; # импульсной реакции; # амплитуде;

8.2.3. Фильтр, согласованный с шумоподобным сигналом, имеет импульсную реакцию, совпадающую с _____ шумоподобного сигнала.

* зеркальным отображением; # АЧХ; # ФЧХ; # амплитудой;

8.2.4. В структурную схему фильтра, согласованного с шумоподобным сигналом, входят следующие блоки:

* линия задержки с отводами, фазовращатели, сумматор и фильтр, согласованный с одиночным импульсом;

линия задержки с отводами, сумматор и фильтр, согласованный с одиночным импульсом;

усилители с отводами, фазовращатели, сумматор и фильтр, согласованный с ШПС;

линия задержки с отводами, фазовращатели, сумматор и фильтр, согласованный с шумоподобным сигналом;

8.3.5. Фильтр согласован с кодом Баркера: 111-1-1-11-1-11-1. Чередование знаков фазовращателей, входящих в состав фильтра:

* - + - - + - - - + + +; # + + + - - - + - - - +;

- - - + + + - + + - +; # + - + + - + + + - - -;

8.2.6. Автокорреляционные $V_A(0)$ и взаимно корреляционные функции $V_B(0)$ шумоподобных сигналов, используемых в многоканальных системах связи, удовлетворяют условию:

* $V_A(0) \gg V_B(0)$; # $V_A(0) \ll V_B(0)$; # $V_A(0) = V_B(0)$; # $V_A(0) = 0.5V_B(0)$;

8.2.7. В структурную схему фильтра, согласованного с шумоподобным сигналом: (+ - - + +), входят следующие блоки:

* линия задержки с 5-ю отводами, фазовращатели (+ + - - +), сумматор и фильтр, согласованный с одиночным импульсом;

линия задержки с 5-ю отводами, фазовращатели (+ - - + +), сумматор и фильтр, согласованный с одиночным импульсом;

линия задержки с 5-ю отводами, фазовращатели (+ + - - +), сумматор и фильтр, согласованный с ШПС;

усилители с отводами, фазовращатели, сумматор и фильтр, согласованный с шумоподобным сигналом;

8.2.8. Амплитуда одиночной посылки ШПС: (+ + + - - +) равна 2 В, длительность посылки 1с, спектральная плотность белого шума $2 \text{ В}^2/\text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с ШПС, равно:

* 14; # 7; # 2; # 4;

8.2.9. Амплитуда одиночной посылки ШПС: (+ + + - - -) равна 4 В, длительность посылки 0.5с, спектральная плотность белого шума $2 \text{ В}^2/\text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с ШПС, равно:

* 24; # 6; # 12; # 4;

8.2.10. Амплитуда одиночной посылки ШПС: (+ + + - -) равна 10 В, длительность посылки 0.3с, спектральная плотность белого шума $2 \text{ В}^2/\text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с ШПС, равно:

* 75; # 25; # 15; # 7.5;

8.2.11. Амплитуда одиночной посылки ШПС: (+ + - - - +) равна 6 В, длительность посылки 0.5с, спектральная плотность белого шума $3 \text{ В}^2/\text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с ШПС, равно:

* 36 ; # 6 ; # 12 ; # 18 ;

8.2.12. Амплитуда одиночной посылки ШПС: (- + + - - +) равна 8 В, длительность посылки 0.5с, спектральная плотность белого шума $4 \text{ В}^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с ШПС, равно:

* 56 ; # 28 ; # 14 ; # 7 ;

8.3.1. Белый шум имеет спектральную плотность энергии $2 \text{ В}^2 / \text{Гц}$. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = 4 \text{ В} ; 0 < t < 1 \text{ с} ;$$

Максимальное отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом, равно:

* 8 ; # 4 ; # 2 ; # 1 ;

8.3.2. Фильтр, согласованный с одиночным импульсом, имеет АЧХ, равную (с точностью до постоянного множителя) _____ одиночного импульса.

* АЧХ ; # ФЧХ ; # импульсной реакции ; # амплитуде ;

8.3.3. Фильтр, согласованный с одиночным импульсом, имеет импульсную реакцию, совпадающую с _____ одиночного импульса.

* зеркальным отображением ; # АЧХ ; # ФЧХ ; # амплитудой ;

8.3.4. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = U_m t ; 0 < t < T ;$$

Импульсная реакция фильтра, согласованного с этим импульсом равна:

* $g(t) = U_m (T - t) ; 0 < t < T ;$ # $g(t) = U_m t ; 0 < t < T ;$

 # $g(t) = -U_m (T - t) ; 0 < t < T ;$ # $g(t) = -U_m t ; 0 < t < T ;$

8.3.5. Амплитудный спектр одиночного импульса равен:

$$|K(j\omega)| = |U_m T \frac{\sin 0.5\omega T}{0.5\omega T}|$$

АЧХ фильтра, согласованного с этим сигналом равна:

* $A |U_m T \frac{\sin 0.5\omega T}{0.5\omega T}| ;$ # $U_m T \frac{\sin 0.5\omega T}{0.5\omega T} ;$ # $A U_m T \frac{\sin 0.5\omega T}{0.5\omega T} ;$ # $u(t) ;$

8.3.6. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = U_m ; 0 < t < T ;$$

Максимальное напряжение сигнала на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом, равно:

* $U_m^2 \cdot T ;$ # $U_m \cdot T ;$ # $U_m^2 ;$ # $U_m T ;$

8.3.7. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = U_m ; 0 < t < T ;$$

Белый шум имеет спектральную плотность энергии G_0 . Максимальное отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом, равно:

* $U_m^2 \cdot T / G_0 ;$ # $U_m \cdot T / G_0 ;$ # $U_m^2 / G_0 ;$ # $U_m^2 / T \cdot G_0 ;$

8.3.8. Белый шум имеет спектральную плотность энергии $0.2 \text{ В}^2 / \text{Гц}$. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = 3 \text{ В} ; 0 < t < 0.1 \text{ с} ;$$

Максимальное отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом, равно:

* 4.5 ; # 15 ; # 2.25 ; # 1.5 ;

8.3.9. Соответствие характеристик согласованного фильтра (справа) характеристикам сигнала (слева):

* $|S(j\omega)| ;$ * $|K(j\omega)| ;$

* $u(T - t) ;$ * $g(t) ;$

* $\varphi_c(\omega) ;$ * $\omega T - \varphi_c(\omega) ;$

8.3.10. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = U_m \cos \omega_0 t; \quad 0 < t < T;$$

Белый шум имеет спектральную плотность энергии G_0 . Отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом равно:

$$* U_m^2 \cdot T / 2G_0; \quad \# U_m \cdot T / 2G_0; \quad \# U_m^2 T / G_0; \quad \# U_m^2 / T \cdot G_0;$$

8.3.11. Белый шум имеет спектральную плотность энергии $0.3 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = 3 \text{ мВ}; \quad 0 < t < 0.1 \text{ с};$$

Максимальное отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом, равно:

$$* 3; \quad \# 10; \quad \# 1; \quad \# 1.5;$$

8.3.12. Белый шум имеет спектральную плотность энергии $0.4 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = 2 \text{ мВ}; \quad 0 < t < 0.6 \text{ с};$$

Максимальное отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом, равно:

$$* 6; \quad \# 10; \quad \# 3; \quad \# 5;$$

8.3.13. Белый шум имеет спектральную плотность энергии $0.5 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = 7 \cos 628t \text{ (мВ)}; \quad 0 < t < 0.1 \text{ с};$$

Максимальное отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом, равно:

$$* 4.9; \quad \# 14; \quad \# 1.4; \quad \# 0.7;$$

8.3.14. Белый шум имеет спектральную плотность энергии $0.2 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = 6 \cos 100t \text{ (мВ)}; \quad 0 < t < 0.1 \text{ с};$$

Максимальное отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом, равно:

$$* 9; \quad \# 30; \quad \# 3; \quad \# 18;$$

8.3.15. Белый шум имеет спектральную плотность энергии $1 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = 8 \cos 314t \text{ (мВ)}; \quad 0 < t < 0.1 \text{ с};$$

Максимальное отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом, равно:

$$* 3.2; \quad \# 0.8; \quad \# 6.4; \quad \# 8;$$

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-10T

Тесты по теме 9.1. «Алгоритм работы оптимального приемника»

Тесты по теме 9.2. «Помехоустойчивость оптимального приемника двоичных сигналов»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

*ПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ **

НЕПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ #

9.1.1. Правило работы оптимального приемника двоичных сигналов $u_1(t)$ и $u_0(t)$ в белом шуме имеет вид:

$$\begin{aligned}
& * \int_0^T [z(t) - u_1(t)]^2 dt > \int_0^T [z(t) - u_0(t)]^2 dt ; \\
& \# \int_0^T [z(t)u_1(t)] dt > \int_0^T [z(t)u_0(t)] dt ; \\
& \# \int_0^T [z(t) - u_1(t)] dt < \int_0^T [z(t) - u_0(t)] dt ; \\
& \# \int_0^T [z(t) - u_0(t)]^2 dt < \int_0^T [z(t) - u_1(t)]^2 dt ;
\end{aligned}$$

9.1.2. Потенциальной помехоустойчивости соответствует:

- * минимальная вероятность ошибки;
- # вероятность ошибки, равная 0;
- # вероятность ошибки, равная 0.5;
- # максимальная вероятность ошибки;
- # вероятность ошибки, равная 1;

9.1.3. Оптимальный приемник - это приемник, реализующий:

- * минимальную вероятность ошибки;
- # вероятность ошибки, равную 0;
- # вероятность ошибки, равную 0.5;
- # максимальную вероятность ошибки;
- # вероятность ошибки, равная 1;

9.1.4. Оптимальный приемник - это приемник, реализующий:

- * потенциальную помехоустойчивость;
- # вероятность ошибки, равную 0;
- # вероятность ошибки, равную 0.5;
- # максимальную вероятность ошибки;

вероятность ошибки, равная 1;

9.1.5. Оптимальный приемник вычислил условные вероятности передачи 1 и 0, если на входе приемника процесс z . Приемник принимает решение, что передавалась 1, если:

- * $p(1/z) > p(0/z)$; # $p(0/z) \neq p(1/z)$; # $p(1/z) < p(0/z)$;
- # $p(0/z) > p(1/z)$; # $p(1/z) / p(0/z) < 1$;

9.1.6. Оптимальный приемник вычислил условные вероятности передачи 1 и 0, если на входе приемника процесс z . Приемник принимает решение, что передавался 0, если:

- * $p(1/z) < p(0/z)$; # $p(0/z) \neq p(1/z)$; # $p(1/z) > p(0/z)$;
- # $p(0/z) < p(1/z)$; # $p(1/z) / p(0/z) > 1$;

9.1.7. Правило работы оптимального приемника двоичных сигналов $u_1(t)$ и $u_0(t)$ в белом шуме имеет вид:

$$\begin{aligned}
& * \int_0^T [z(t) - u_1(t)]^2 dt < \int_0^T [z(t) - u_0(t)]^2 dt ; \\
& \# \int_0^T [z(t) u_1(t)] dt > \int_0^T [z(t) u_0(t)] dt ; \\
& \# \int_0^T [z(t) - u_1(t)] dt < \int_0^T [z(t) - u_0(t)] dt ; \\
& \# \int_0^T [z(t) - u_0(t)]^2 dt < \int_0^T [z(t) - u_1(t)]^2 dt ;
\end{aligned}$$

9.1.8. Структурная схема оптимального приемника двоичных сигналов содержит два вычитающих устройства, два генератора опорных сигналов, два квадратора, решающее устройство и:

* два интегратора; # два перемножителя ;
два усилителя ; # интегратор ;

9.1.9. Структурная схема оптимального приемника двоичных сигналов содержит два вычитающих устройства, два генератора опорных сигналов, два интегратора, решающее устройство и:

* два квадратора; # два перемножителя ;
два усилителя ; # интегратор ;

9.1.10. Структурная схема оптимального приемника двоичных сигналов содержит два вычитающих устройства, два квадратора, два интегратора, решающее устройство и:

* два генератора опорных сигналов; # два перемножителя ;
два усилителя ; # интегратор ;

9.1.11. Сигнал двоичной АМ при передаче 1 и 0 имеет вид:

* $u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$; # $u_1(t) = U_m \cos \omega_1 t$; * $u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$;
 $u_0(t) = 0$; $u_0(t) = U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t) = - U_m \cos \omega_0 t$;

9.1.12. Сигнал двоичной ЧМ при передаче 1 и 0 имеет вид:

* $u_1(t) = U_m \cos \omega_1 t$; # $u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$; # $u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$;
 $u_0(t) = U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t) = 0$; $u_0(t) = - U_m \cos \omega_0 t$;

9.1.13. Сигнал двоичной ФМ при передаче 1 и 0 имеет вид:

* $u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$; # $u_1(t) = U_m \cos \omega_1 t$; # $u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$;
 $u_0(t) = - U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t) = U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t) = 0$;

9.1.14. Опорные генераторы, входящие в состав оптимального приемника сигналов ДАМ, должны генерировать следующие сигналы:

* $u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$; # $u_1(t) = U_m \cos \omega_1 t$; * $u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$;
 $u_0(t) = 0$; $u_0(t) = U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t) = - U_m \cos \omega_0 t$;

9.1.15. Опорные генераторы, входящие в состав оптимального приемника сигналов ДЧМ, должны генерировать следующие сигналы:

* $u_1(t) = U_m \cos \omega_1 t$; # $u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$; # $u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$;
 $u_0(t) = U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t) = 0$; $u_0(t) = - U_m \cos \omega_0 t$;

9.1.16. Опорные генераторы, входящие в состав оптимального приемника сигналов ДФМ, должны генерировать следующие сигналы:

* $u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$; # $u_1(t) = U_m \cos \omega_1 t$; # $u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$;
 $u_0(t) = - U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t) = U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t) = 0$;

9.1.17. Условная вероятность $p(1/0)$ – это вероятность приема:

* 1 при передаче 0; # 0 при передаче 1;
1 при передаче 1; # 1; # 0 при передаче 0;

9.1.18. Условная вероятность $p(0/1)$ – это вероятность приема:

* 0 при передаче 1; # 1 при передаче 0;

1 при передаче 1;

0 при передаче 0;

0 ;

9.1.19. Вероятность $p(1)$ – это :

* безусловная вероятность передачи 1;

безусловная вероятность передачи 0;

условная вероятность передачи 1;

условная вероятность передачи 0;

9.1.20. Вероятность $p(0)$ – это :

* безусловная вероятность передачи 0;

безусловная вероятность передачи 1;

условная вероятность передачи 1;

условная вероятность передачи 0;

9.1.21. Правило работы оптимального корреляционного приемника сигналов ДЧМ и ДФМ в белом шуме имеет вид:

$$* \int_0^T z(t)u_1(t)dt \lesseqgtr \int_0^T z(t)u_0(t)dt ;$$

$$\# \int_0^T [z(t) - u_1(t)]^2 dt \lesseqgtr \int_0^T [z(t) - u_0(t)]^2 dt ;$$

$$\# \int_0^T [z(t) - u_1(t)]dt \lesseqgtr \int_0^T [z(t) - u_0(t)]dt ;$$

$$\# \int_0^T [z(t) - u_0(t)]^2 dt \lesseqgtr \int_0^T [z(t) - u_0(t)]^2 dt ;$$

9.1.22. Оптимальный корреляционный приемник сигналов ДЧМ и ДФМ в белом шуме принимает решение о передаче 1, если:

$$* \int_0^T z(t)u_1(t)dt > \int_0^T z(t)u_0(t)dt ;$$

$$\# \int_0^T [z(t) - u_1(t)]^2 dt > \int_0^T [z(t) - u_0(t)]^2 dt ;$$

$$\# \int_0^T z(t)u_1(t)dt < \int_0^T z(t)u_0(t)dt ;$$

$$\# \int_0^T [z(t) - u_0(t)]^2 dt \lesseqgtr \int_0^T [z(t) - u_0(t)]^2 dt ;$$

9.1.23. Оптимальный корреляционный приемник сигналов ДЧМ и ДФМ в белом шуме принимает решение о передаче 0, если:

$$* \int_0^T z(t)u_1(t)dt < \int_0^T z(t)u_0(t)dt ;$$

$$\# \int_0^T [z(t)-u_1(t)]^2 dt > \int_0^T [z(t)-u_0(t)]^2 dt ;$$

$$\# \int_0^T z(t)u_1(t)dt > \int_0^T z(t)u_0(t)dt ;$$

$$\# \int_0^T [z(t)-u_0(t)]^2 dt < \int_0^T [z(t)-u_0(t)]^2 dt ;$$

9.1.24. Средняя вероятность ошибки, если заданы условные и безусловные вероятности, равна:

$$* p=p(1)*p(0/1)+p(0)*p(1/0);$$

$$\# p=p(1)*p(0/1);$$

$$\# p=p(0)*p(1/0);$$

$$\# p=p(0/1)+p(1/0);$$

9.1.25. Безусловная вероятность передачи 1 равна $p(1)=0.8$, условные вероятности приема 0 при передаче 1 и приема 1 при передаче 0 равны $p(0/1)=0.3$, $p(1/0)=0.4$. Средняя вероятность ошибки равна:

$$* 0.32; \quad \# 1; \quad \# 0.24; \quad \# 0.08; \quad \# 0.56;$$

9.1.26. Безусловная вероятность передачи 1 равна $p(1)=0.8$, условные вероятности приема 0 при передаче 1 и приема 1 при передаче 0 равны $p(0/1)=0.3$, $p(1/0)=0.4$. Средняя вероятность ошибки равна:

$$* 0.32; \quad \# 1; \quad \# 0.24; \quad \# 0.08; \quad \# 0.56;$$

9.1.27. Безусловная вероятность передачи 1 равна $p(1)=0.5$, условные вероятности приема 0 при передаче 1 и приема 1 при передаче 0 равны $p(0/1)=0.3$, $p(1/0)=0.4$. Средняя вероятность ошибки равна:

$$* 0.35; \quad \# 1; \quad \# 0.2; \quad \# 0.7; \quad \# 0;$$

9.1.28. Если пороговое напряжение стремится к бесконечности, то $p(1/0)$ - условная вероятность приема 1 при передаче 0, стремится к:

$$* 0; \quad \# 1; \quad \# 0.5; \quad \# -1;$$

9.1.29. Если пороговое напряжение стремится к бесконечности, то $p(0/1)$ - условная вероятность приема 0 при передаче 1, стремится к:

$$* 1; \quad \# 0; \quad \# 0.5; \quad \# -1;$$

9.1.30. Если пороговое напряжение – оптимально, то вероятность ошибки:

$$* \text{минимальна}; \quad \# \text{равна } 0;$$

$$\# \text{максимальна}; \quad \# \text{равна } 0.5;$$

9.2.1. Потенциальная помехоустойчивость оптимального приемника двоичных сигналов зависит от :

* отношения энергии разности посылок к спектральной плотности энергии белого шума;

энергии разности посылок ;

спектральной плотности энергии белого шума;

отношения разности посылок к спектральной плотности энергии белого шума;

9.2.2. Параметр h_0^2 , определяющий потенциальную помехоустойчивость равен:

- * отношению энергии посылки сигнала к спектральной плотности энергии белого шума;
- # энергии разности посылок ;
- # спектральной плотности энергии белого шума;
- # отношению разности посылок к спектральной плотности энергии белого шума;

9.2.3. Задан параметр h_0^2 . Вероятность ошибки при оптимальном приеме сигналов ДАМ равна:

$$* 1 - F\left(\frac{h_0}{\sqrt{2}}\right); \quad \# 1 - F(h_0); \quad \# 1 - F(h_0\sqrt{2}); \quad \# 1 - F(2h_0);$$

9.2.4. Задан параметр h_0^2 . Вероятность ошибки при оптимальном приеме сигналов ДФМ равна:

$$* 1 - F(h_0\sqrt{2}); \quad \# 1 - F(h_0); \quad \# 1 - F\left(\frac{h_0}{\sqrt{2}}\right); \quad \# 1 - F(2h_0);$$

9.2.5. Задан параметр h_0^2 . Вероятность ошибки при оптимальном приеме сигналов ДЧМ равна:

$$* 1 - F(h_0); \quad \# 1 - F\left(\frac{h_0}{\sqrt{2}}\right); \quad \# 1 - F(h_0\sqrt{2}); \quad \# 1 - F(2h_0);$$

9.2.6. Задан параметр $h_0^2=9$. Вероятность ошибки при оптимальном приеме сигналов ДАМ равна:

$$* 1 - F\left(\frac{3}{\sqrt{2}}\right); \quad \# 1 - F(3); \quad \# 1 - F(3\sqrt{2}); \quad \# 1 - F(6);$$

9.2.7. Задан параметр $h_0^2=9$. Вероятность ошибки при оптимальном приеме сигналов ДФМ равна:

$$* 1 - F(3\sqrt{2}); \quad \# 1 - F(3); \quad \# 1 - F\left(\frac{3}{\sqrt{2}}\right); \quad \# 1 - F(6);$$

9.2.8. Задан параметр $h_0^2=9$. Вероятность ошибки при оптимальном приеме сигналов ДЧМ равна:

$$* 1 - F(3); \quad \# 1 - F\left(\frac{3}{\sqrt{2}}\right); \quad \# 1 - F(3\sqrt{2}); \quad \# 1 - F(6);$$

9.2.9. Заданная вероятность ошибки при оптимальном приеме сигналов ДФМ достигается, если параметр $h_0^2=25$. Для получения такой же вероятности ошибки при использовании ДАМ параметр h_0^2 должен быть равен:

- * 100; # 25; # 50; # 12.5; # 6.25;

9.2.10. Заданная вероятность ошибки при оптимальном приеме сигналов ДФМ достигается, если параметр $h_0^2=15$. Для получения такой же вероятности ошибки при использовании ДЧМ параметр h_0^2 должен быть равен :

- * 30; # 15; # 60; # 7.5; # 3.75;

9.2.11. Заданная вероятность ошибки при оптимальном приеме сигналов ДАМ достигается, если параметр $h_0^2=20$. Для получения такой же вероятности ошибки при использовании ДЧМ параметр h_0^2 должен быть равен:
* 10; # 5; # 40; # 80; # 20;

9.2.12. Введите виды модуляции в порядке возрастания помехоустойчивости:

* ДАМ; * ДЧМ; * ДФМ;

9.2.13. Введите виды модуляции в порядке возрастания вероятности ошибки при заданном параметре h_0^2 :

* ДФМ; * ДЧМ; * ДАМ;

9.2.14. ДФМ при заданной мощности передатчика имеет максимальную:

* энергию разности посылок;

энергию посылки;

энергию бита;

мощность посылки;

9.2.15. Средняя мощность передатчика с использованием ДЧМ равна Р. При тех же условиях приема, для достижения вероятности ошибки такой же, как при ДЧМ, мощность передатчика при использовании ДАМ равна:

* 2Р; # Р; # Р/2; # 4Р; # Р/4;

9.2.16. Средняя мощность передатчика с использованием ДФМ равна Р. При тех же условиях приема, для достижения вероятности ошибки такой же, как при ДФМ, мощность передатчика при использовании ДАМ равна:

* 4Р; # Р; # Р/2; # 2Р; # Р/4;

9.2.17. Средняя мощность передатчика с использованием ДЧМ равна 10 Вт. При тех же условиях приема, для достижения вероятности ошибки такой же, как при ДЧМ, мощность передатчика при использовании ДФМ равна:

* 5; # 10; # 20; # 40; # 2.5;

9.2.18. Средняя мощность передатчика с использованием ДФМ равна 10 Вт. При тех же условиях приема, для достижения вероятности ошибки такой же, как при ДЧМ, мощность передатчика при использовании ДАМ равна:

* 40 Вт; # 10 Вт; # 20 Вт; # 5 Вт; # 2.5 Вт;

9.2.19. Средняя мощность передатчика с использованием ДФМ равна 100 Вт. При тех же условиях приема, для достижения вероятности ошибки такой же, как при ДФМ, мощность передатчика при использовании ДЧМ равна:

* 200 Вт; # 100 Вт; # 50 Вт; # 400 Вт; # 25 Вт;

9.2.20. Средняя мощность передатчика с использованием ДАМ равна 16 Вт. При тех же условиях приема, для достижения вероятности ошибки такой же, как при ДАМ, мощность передатчика при использовании ДЧМ равна:

* 8 Вт; # 16 Вт; # 4 Вт; # 32 Вт; # 2 Вт;

9.2.21. Соответствие мощностей передатчика видам модуляции при одинаковой помехоустойчивости:

* ДАМ; * 4 Вт;

* ДЧМ; * 2 Вт;

* ДФМ; * 1 Вт;

9.2.22. Задан параметр h_0^2 . Соответствие формул для расчета вероятности ошибки при оптимальном приеме виду модуляции:

* ДЧМ; * $1 - F(h_0)$;

* ДАМ; * $1 - F\left(\frac{h_0}{\sqrt{2}}\right)$;

* ДФМ; * $1 - F(h_0\sqrt{2})$;

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-11T

Тесты по теме 9.3. «Некогерентный прием двоичных сигналов»

Тесты по теме 9.4. «Относительная фазовая модуляция»

Тесты по теме 9.5. «Оптимальный приемник на согласованных фильтрах»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

*ПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ **

НЕПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ #

9.3.1. Некогерентный приемник двоичных сигналов ДАМ содержит следующие основные блоки:

* полосовой фильтр, амплитудный детектор, решающее устройство;

полосовой фильтр, частотный детектор, решающее устройство;

полосовой фильтр, амплитудный детектор, ФНЧ;

модулятор, амплитудный детектор, решающее устройство;

9.3.2. Некогерентный приемник двоичных сигналов ДЧМ содержит следующие основные блоки:

* полосовой фильтр ПФ1, полосовой фильтр ПФ0, амплитудный детектор АД1, амплитудный детектор АД0, решающее устройство;

полосовой фильтр, амплитудный детектор АД, решающее устройство;

полосовой фильтр ПФ1, полосовой фильтр ПФ0, амплитудный детектор АД1, амплитудный детектор АД0, ИФНЧ;

полосовой фильтр ПФ1, полосовой фильтр ПФ0, ИФНЧ1, ИФНЧ0, решающее устройство;

9.3.3. На входе некогерентного частотного детектора действует сигнал с амплитудой 40 мВ и белый шум со спектральной плотностью энергии $4 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, прошедший через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Параметр h^2 равен:

* 2 ; # 4 ; # 8 ; # 16 ; # 1 ;

9.3.4. На входе некогерентного детектора действует сигнал с амплитудой 40 мВ и белый шум со спектральной плотностью энергии $8 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, прошедший через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Параметр h^2 равен:

* 1 ; # 4 ; # 8 ; # 16 ; # 2 ;

9.3.5. На входе некогерентного детектора действует сигнал с амплитудой 20 мВ и белый шум со спектральной плотностью энергии $1 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, прошедший через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Параметр h^2 равен:

* 2 ; # 4 ; # 8 ; # 16 ; # 1 ;

9.3.6. Задан параметр h^2 . Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигналов ДАМ равна:

* $0.5\exp(-0.25h^2)$; # $\exp(-0.5h^2)$; # $0.5\exp(0.5h^2)$;

$0.5\exp(-h^2)$; # $0.5\exp(-0.5h)$;

9.3.7. Задан параметр h^2 . Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигналов ДЧМ равна:

* $0.5\exp(-0.5h^2)$; # $\exp(-0.5h^2)$; # $0.5\exp(0.5h^2)$;

$0.5\exp(-0.25h^2)$; # $0.5\exp(-0.5h)$;

9.3.8. Задан параметр h^2 . Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигналов ДОФМ равна:

$$\begin{aligned} & * 0.5\exp(-h^2) ; \# \exp(-0.5h^2) ; \# 0.5\exp(0.5h^2) ; \\ & \# 0.5\exp(-0.25h^2) ; \# 0.5\exp(-0.5h) ; \end{aligned}$$

9.3.9. Задан параметр $h^2=4$. Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигналов ДАМ равна:

$$\begin{aligned} & * 0.5\exp(-1) ; \# \exp(-0.5) ; \# 0.5\exp(0.5) ; \\ & \# 0.5\exp(-2) ; \# 0.5\exp(-4) ; \end{aligned}$$

9.3.10. Задан параметр $h^2=4$. Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигналов ДЧМ равна:

$$\begin{aligned} & * 0.5\exp(-2) ; \# \exp(-2) ; \# 0.5\exp(2) ; \\ & \# 0.5\exp(-1) ; \# 0.5\exp(-0.5) ; \end{aligned}$$

9.3.11. Задан параметр $h^2=8$. Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигналов ДОФМ равна:

$$\begin{aligned} & * 0.5\exp(-8) ; \# \exp(-0.5) ; \# 0.5\exp(4) ; \\ & \# 0.5\exp(-4) ; \# 0.5\exp(-2) ; \end{aligned}$$

9.3.12. Задан параметр $h^2=0$. Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигналов ДОФМ, ДЧМ, ДАМ равна :

$$\begin{aligned} & * 0.5 ; \# 1 ; \# 0.25 ; \\ & \# 0.5\exp(-1) ; \# \exp(-0) ; \end{aligned}$$

9.3.13. На входе некогерентного фазового детектора действует сигнал с амплитудой 40 мВ и белый шум со спектральной плотностью энергии $1 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, прошедший через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Параметр h^2 равен:

$$* 8 ; \# 2 ; \# 4 ; \# 16 ; \# 1 ;$$

9.3.14. На входе некогерентного амплитудного детектора действует сигнал с амплитудой 40 мВ и белый шум со спектральной плотностью энергии $2 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, прошедший через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Параметр h^2 равен:

$$* 4 ; \# 8 ; \# 2 ; \# 16 ; \# 1 ;$$

9.3.15. Соответствие формулы для определения вероятности ошибки при некогерентном приеме виду модуляции:

$$\begin{aligned} & * \text{ДАМ} ; \quad * 0.5\exp(-0.25h^2) ; \\ & * \text{ДЧМ} ; \quad * 0.5\exp(-0.5h^2) ; \\ & * \text{ДОФМ} ; \quad * 0.5\exp(-h^2) ; \end{aligned}$$

9.3.16. На входе некогерентного амплитудного детектора действует сигнал с амплитудой 40 мВ и белый шум со спектральной плотностью энергии $1 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, прошедший через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигнала ДАМ равна:

$$\begin{aligned} & * 0.5\exp(-2) ; \# \exp(-2) ; \# 0.5\exp(4) ; \\ & \# 0.5\exp(-4) ; \# 0.5\exp(2) ; \end{aligned}$$

9.3.17. На входе некогерентного частотного детектора действует сигнал с амплитудой 40 мВ и белый шум со спектральной плотностью энергии $1 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, прошедший через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигнала ДЧМ равна:

$$\begin{aligned} & * 0.5\exp(-4) ; \# \exp(-2) ; \# 0.5\exp(4) ; \\ & \# 0.5\exp(-2) ; \# 0.5\exp(2) ; \end{aligned}$$

9.3.18. На входе некогерентного фазового детектора действует сигнал с амплитудой 40 мВ и белый шум со спектральной плотностью энергии $1 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, прошедший через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигнала ДОФМ равна:

* $0.5\exp(-8)$; # $\exp(-2)$; # $0.5\exp(4)$;
$0.5\exp(-4)$; # $0.5\exp(2)$;

9.3.19. Виды модуляции в порядке уменьшения вероятности ошибки:

* ДАМ ; * ДЧМ ; * ДОФМ ; * ДФМ ;

9.3.20. На входе некогерентного амплитудного детектора действует сигнал и белый шум, прошедший через полосовой фильтр. Огибающая на выходе амплитудного детектора при передаче 0 распределена по закону:

* Релея ; # Шеннона ; # Котельникова ; #Фурье ; # Райса ;

9.3.21. На входе некогерентного амплитудного детектора действует сигнал и белый шум, прошедший через полосовой фильтр. Огибающая на выходе амплитудного детектора при передаче 1 распределена по закону:

* Райса ; # Релея ; # Шеннона ; # Котельникова ; #Фурье ;

9.4.1. Сокращенное название вида модуляции ДОФМ означает:

* двоичная относительная фазовая модуляция;

двоичная однополосная фазовая модуляция;

двоичная однополосная фазоимпульсная модуляция;

двоичная относительная фазоимпульсная модуляция;

9.4.2. Правило манипуляции при двоичной относительной фазовой модуляции: при передаче 1 фаза данной посылки отличается от фазы предыдущей посылки на 180^0 , а при передаче 0 фаза данной посылки:

* равна фазе предыдущей посылки;

отличается от фазы предыдущей посылки на 90^0 ;

отличается от фазы предыдущей посылки на -180^0 ;

отличается от фазы предыдущей посылки на -90^0 ;

9.4.3. При использовании ДОФМ на передаче дополнительно включается:

* блок внесения относительности;

модулятор; # детектор; # блок снятия относительности;

декодер;

9.4.4. Явление «обратной работы» состоит в том, что у опорного напряжения, необходимого для приема сигнала ФМ, может случайно изменяться:

* фаза на 180^0 ; # амплитуда; # частота; # форма;

9.4.5. Соответствие суммы по модулю 2 в колонке слева результату в правой колонке:

* $0 \oplus 0 =$; * 0;

* $0 \oplus 1 =$; * 1 ;

* $1 \oplus 0 =$; * 1 ;

* $1 \oplus 1 =$; * 0;

9.4.6. Сигнал ДОФМ будет принят верно, если:

* (N-1)-я и N-я посылки будут приняты верно;

* (N-1)-я и N-я посылки будут приняты неверно;

(N-1)-я посылка будет принята верно, а N-я неверно;

(N-1)-я посылка будет принята неверно, а N-я верно;

9.4.7. Сигнал ДОФМ будет принят неверно, если:

* (N-1)-я посылка будет принята верно, а N-я неверно;

* (N-1)-я посылка будет принята неверно, а N-я верно;

(N-1)-я и N-я посылки будут приняты верно;

(N-1)-я и N-я посылки будут приняты неверно;

9.4.8. На входе приемника действует сигнал ДОФМ с амплитудой $U_m=1\text{В}$ и шум с дисперсией 0.1 В^2 . Отношение мощности сигнала к мощности шума равно:

* 5; # 10;
0.1; # 2; # 0.2;

9.4.9. На входе приемника действует сигнал ДФМ с амплитудой $U_m=1000\text{ мВ}$ и шум с дисперсией 0.2 В^2 . Отношение мощности сигнала к мощности шума равно:

* 2.5; # 5 000 000; # 5; # 5000;

9.4.10. Сигнал и белый шум со спектральной плотностью $G_0=0.001\text{ В}^2/\text{Гц}$ проходят через полосовой фильтр с полосой пропускания $F=100\text{Гц}$. Амплитуда сигнала на выходе ПФ равна 2 В . Отношение с/ш :

* 20; # 40; # 10; # 2000;

9.4.11. Сигнал и белый шум со спектральной плотностью $G_0=0.01\text{ В}^2/\text{Гц}$ проходят через полосовой фильтр с полосой пропускания $F=100\text{Гц}$. Амплитуда сигнала на выходе ПФ равна 4 В . Отношение с/ш равно:

* 8; # 16; # 4; # 400;

9.4.12. Сигнал и белый шум спектральной плотностью $G_0=0.1\text{ В}^2/\text{Гц}$ проходят через полосовой фильтр с полосой пропускания $F=100\text{ Гц}$. Амплитуда сигнала на выходе ПФ равна 6 В . Отношение с/ш равно:.

* 1.8; # 3.6; # 0.6; # 60;

9.4.13. Сигнал и белый шум со спектральной плотностью $1\text{ В}^2/\text{Гц}$ проходят через полосовой фильтр с полосой пропускания $F=10\text{ Гц}$. Амплитуда сигнала на выходе ПФ равна 3 В . Отношение с/ш равно:

* 0.45 ; # 0.9; # 0.3; # 4.5;

9.4.14. Параметр $h^2=12$. Вероятность ошибки при приеме сигнала ДОФМ сравнением фаз равна:

* $0.5 \cdot \exp(-12)$; # $0.5 \cdot \exp(-6)$;
0.5; # $0.5 \cdot \exp(-3)$; # 0;

9.4.15. ДОФМ – это двоичная _____ фазовая модуляция.

* относительная; # обратная; # однополосная; # одномодовая;

9.4.16. Правило манипуляции при ДОФМ: при передаче 1 фаза данной посылки отличается от фазы предыдущей посылки на :

* 180^0 ; # 90^0 ; # 270^0 ; # 360^0 ;

9.4.17. Явление «обратной работы» состоит в том, что у опорного напряжения, необходимого для приема сигнала ФМ, случайно изменяется фаза на _____⁰.

* 180 ; # 90^0 ; # 270^0 ; # 360^0 ;

9.4.18. Соответствие утверждения справа ситуации указанной слева:

* (N-1)–я и N –я посылки приняты верно; * сигнал ДОФМ принят верно;

* (N-1)–я и N –я посылки приняты неверно; * сигнал ДОФМ принят верно;

* (N-1)–я посылка принята верно, а N –я неверно; * сигнал ДОФМ принят неверно;

* (N-1)–я посылка принята неверно, а N –я верно; * сигнал ДОФМ принят неверно;

9.4.19. Параметр $h^2=2$. Вероятность ошибки при приеме сигнала ДОФМ сравнением фаз равна:

* $0.5 \cdot \exp(-2)$; # $0.5 \cdot \exp(-4)$;
0.5; # $0.5 \cdot \exp(-1)$; # 0;

9.4.20. Выполняется суммирование по модулю два: $* 0 \oplus 0 =$; $* 0 \oplus 1 =$;
 $* 1 \oplus 0 =$; $* 1 \oplus 1 =$.

Порядок следования ответов:
 $* 0$; $* 1$; $* 1$; $* 0$;

9.4.21. Параметр $h^2=4$. Вероятность ошибки при приеме сигнала ДОФМ сравнением фаз равна:

$* 0.5 \cdot \exp(-4)$; $\# 0.5 \cdot \exp(-2)$;
 $\# 0.5$; $\# 0.5 \cdot \exp(-1)$; $\# 0$;

9.4.22. Параметр $h^2=8$. Вероятность ошибки при приеме сигнала ДОФМ сравнением фаз равна:

$* 0.5 \cdot \exp(-8)$; $\# 0.5 \cdot \exp(-2)$;
 $\# 0.5$; $\# 0.5 \cdot \exp(-4)$; $\# 0$;

9.4.23. Прием сигнала ДОФМ осуществляется следующими способами:

$* \text{прием сравнением фаз}$; $* \text{прием сравнением полярностей}$;
 $\# \text{прием сравнением частот}$; $\# \text{прием сравнением амплитуд}$;

9.5.1. Оптимальный приемник двоичных сигналов на согласованных фильтрах, в общем случае, содержит _____ согласованных фильтра.

$* 2$; $\# 1$; $\# 0$; $\# 3$;

9.5.2. Оптимальный приемник двоичных сигналов ДАМ на согласованных фильтрах содержит фильтр, согласованный с сигналом:

$* u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$; $\# u_0(t) = 0$; $\# u_1(t) = 1$; $\# u_1(t) = 0$;

9.5.3. Оптимальный приемник двоичных сигналов ДЧМ на согласованных фильтрах содержит два фильтра, согласованные соответственно с:

$* u_1(t) = U_m \cos \omega_1 t$; $u_0(t) = U_m \cos \omega_0 t$; $\# u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t) = 0$; $\#$
 $u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t) = -U_m \cos \omega_0 t$;

9.5.4. Оптимальный приемник двоичных сигналов ДФМ на согласованных фильтрах содержит фильтр, согласованный с:

$* u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$; $\# u_0(t) = 0$; $\# u_1(t) = 1$; $\# u_1(t) = 0$;

9.5.5. Оптимальный приемник двоичных сигналов на согласованных фильтрах обеспечивает:

$* \text{максимальную помехоустойчивость}$;
 $* \text{минимальную вероятность ошибки}$;
 $\# \text{минимальную помехоустойчивость}$;
 $\# \text{максимальную вероятность ошибки}$;

9.5.6. Амплитуда сигнала ДАМ на входе оптимального приемника равна $U_m = 1$ мВ, а спектральная плотность белого шума равна 10^{-10} В²/Гц. Скорость работы 1000 бод.

Параметр h_0^2 равен:

$* 5$; $\# 10$; $\# 5000$; $\# 10000$;

9.5.7. Амплитуда сигнала ДАМ на входе оптимального приемника равна $U_m = 2$ мВ, а спектральная плотность белого шума равна 10^{-10} В²/Гц. Скорость работы 1000 бод.

Параметр h_0^2 равен:

$* 20$; $\# 40$; $\# 20\,000$; $\# 1$;

9.5.8. Амплитуда сигнала ДАМ на входе оптимального приемника равна $U_m = 2$ мВ, а спектральная плотность белого шума равна 10^{-9} В²/Гц. Скорость работы 1000 бод.

Параметр h_0^2 равен:

$* 2$; $\# 4$; $\# 2\,000$; $\# 1$;

9.5.9. Амплитуда сигнала ДАМ на входе оптимального приемника равна $U_m = 2$ мВ, а спектральная плотность белого шума равна 10^{-8} В²/Гц. Скорость работы 1000 бод. Параметр h_0^2 равен :
 * 0.2 ; # 0.4 ; # 200 ; # 1 ;

9.5.10. Амплитуда сигнала ДАМ на входе оптимального приемника равна $U_m = 4$ В, а спектральная плотность белого шума равна 10^{-3} В²/Гц. Скорость работы 1000 бод. Вероятность ошибочного приема сигнала ДАМ равна:

$$* 1 - F(2); \quad \# 1 - F\left(\frac{8}{\sqrt{2}}\right); \quad \# 1 - F(8\sqrt{2}); \quad \# 1 - F\left(\frac{4}{\sqrt{2}}\right);$$

9.5.11. На входе оптимального приемника сигналов ДАМ на согласованном фильтре отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равно $h_0^2 = 8$. Вероятность ошибки равна:

$$* 1 - F(2); \quad \# 1 - F(1); \quad \# 1 - F(4); \quad \# 1 - F(8);$$

9.5.12. На входе оптимального приемника сигналов ДЧМ на согласованных фильтрах отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равно $h_0^2 = 4$. Вероятность ошибки равна:

$$* 1 - F(2); \quad \# 1 - F(1); \quad \# 1 - F(4); \quad \# 1 - F(8);$$

9.5.13. На входе оптимального приемника сигналов ДФМ на согласованных фильтрах отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равно $h_0^2 = 8$. Вероятность ошибки равна:

$$* 1 - F(4); \quad \# 1 - F(1); \quad \# 1 - F(2); \quad \# 1 - F(8);$$

9.5.14. Вероятность ошибки для оптимального приемника сигналов ДАМ на согласованном фильтре равна: $p_{\text{ош}} = 1 - F(3)$. Отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума на входе приемника равно:

$$* 18; \quad \# 9; \quad \# 3; \quad \# 4.5;$$

9.5.15. Вероятность ошибки для оптимального приемника сигналов ДЧМ на согласованных фильтрах равна: $p_{\text{ош}} = 1 - F(3)$. Отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума на входе приемника равно:

$$* 9; \quad \# 18; \quad \# 3; \quad \# 4.5;$$

9.5.16. Вероятность ошибки для оптимального приемника сигналов ДФМ на согласованных фильтрах равна: $p_{\text{ош}} = 1 - F(3)$.

Отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума на входе приемника равно :

$$* 4.5; \quad \# 18; \quad \# 3; \quad \# 9;$$

9.5.17. На входе оптимального приемника сигналов ДФМ на согласованных фильтрах отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равно $h_0^2 = 2$. Для получения той же вероятности ошибки при использовании ДЧМ потребуется h_0^2 равное :

$$* 4; \quad \# 2; \quad \# 8; \quad \# 1;$$

9.5.18. На входе оптимального приемника сигналов ДАМ на согласованных фильтрах отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равно $h_0^2 = 10$. Для получения той же вероятности ошибки при использовании ДЧМ потребуется h_0^2 равное :

$$* 5; \quad \# 20; \quad \# 2.5; \quad \# 10;$$

9.5.19. На входе оптимального приемника сигналов ДАМ на согласованных фильтрах отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равно $h_0^2 = 16$. Для получения той же вероятности ошибки при использовании ДФМ потребуется h_0^2 равное:

$$* 4; \quad \# 8; \quad \# 32; \quad \# 64;$$

9.5.20. На входе оптимальных приемников сигналов ДФМ и ДЧМ на согласованных фильтрах отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равно, соответственно, 11 и 22. Вероятность ошибок:

* в обоих случаях одинакова ;

в первом случае больше;

во втором случае больше;

9.5.21. На входе оптимальных приемников сигналов ДФМ и ДАМ на согласованных фильтрах отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равно, соответственно, 5 и 20. Вероятность ошибок:

* в обоих случаях одинакова ;

в первом случае больше;

во втором случае больше;

9.5.22. На входе оптимальных приемников сигналов ДАМ и ДЧМ на согласованных фильтрах отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равно, соответственно, 6 и 3. Вероятность ошибок:

* в обоих случаях одинакова ;

в первом случае больше;

во втором случае больше;

9.5.23. На входе оптимальных приемников сигналов ДФМ, ДЧМ, ДАМ на согласованных фильтрах отношения энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равны, соответственно : 1, 2, 4. Вероятность ошибки:

* одинакова ; # больше для ДФМ;

больше для ДЧМ; # больше для ДАМ;

9.5.24. На входе оптимальных приемников сигналов ДАМ, ДЧМ, ДФМ на согласованных фильтрах отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума одинаково. В порядке убывания помехоустойчивости виды модуляции располагаются следующим образом:

* ДФМ, ДЧМ, ДАМ; # ДАМ, ДЧМ, ДФМ;

ДАМ, ДФМ, ДЧМ; # ДФМ, ДАМ, ДЧМ;

9.5.25. Соответствие характеристик сигнала параметрам согласованного фильтра:

* АЧХ согласованного фильтра;

* амплитудный спектр сигнала ;

* Импульсная реакция фильтра;

* зеркальное отображение сигнала;

* ФЧХ согласованного фильтра;

* ФЧХ сигнала с обратным знаком;

МТУСИ

Дисциплина: Теория электрической связи

TEST-12T

Тесты по теме 10.1: Количество информации

Тесты по теме 10.2: Способы увеличения энтропии. Кодирование источника

Тесты по теме 10.3: «Теоремы Шеннона»

Автор: Санников Владимир Григорьевич

*ПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ **

НЕПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ #

10.1.1. Источник выдает 4 равновероятных сообщения. Вероятность каждого сообщения равна:

* 0.25; # 1; # 0.5; # 0;

10.1.2. Источник выдает 5 равновероятных сообщений. Вероятность каждого сообщения равна:

* 0.2; # 1; # 0.5; # 0;

10.1.3. Информация, содержащаяся в процессе $X(t)$ относительно процесса $Y(t)$, является

* взаимной; # согласованной; # собственной; # условной;

10.1.4. Информация, содержащаяся в процессе $X(t)$ и относящаяся к нему самому, является

* собственной; # согласованной; # относительной; # условной;

10.1.5. Информация, которую содержит любой процесс в системе связи, относится _____

* к передаваемому сообщению; # к сигналу на передаче; # к принятому сообщению; # к получателю сообщений;

10.1.6. Источник выдает 4 равновероятных сообщения. Энтропия источника равна:

* 2 бит/сообщение; # 1 бит/сообщение; # 0.5 бит/сообщение; # 4 бит/сообщение ;

10.1.7. С увеличением энтропии источника сообщений количество информации, вырабатываемое источником в единицу времени:

* увеличивается; # не меняется; # уменьшается;

10.1.8. Дискретный источник вырабатывает M независимых, равновероятных сообщений. Энтропия этого источника равна:

* $\log(M)$; # M ; # $\exp(M)$; # $0.5M$

10.1.9. Единица измерения количества информации:

* бит; # Гц; # рад.; # символ;

10.1.10. Источник выдает 3 равновероятных сообщения. Энтропия источника равна:

* $\log 3$ бит/сообщение; # 1 бит/сообщение; # 3 бит/сообщение; # 2 бит/сообщение ;

10.1.11. Троишный источник выдает сообщения. Даны вероятности: $p_1 = 0.25$; $p_2 = 0.5$. Энтропия источника равна:

* 1.5 бит/сообщение; # 1 бит/сообщение; # 3 бит/сообщение; # $\log 3$ бит/сообщение;

10.1.12. Мера средней неопределенности появления реализации случайного сообщения:

* энтропия; # энергия; # дисперсия; # математическое ожидание;

10.1.13. Энтропия детерминированного сообщения A :

* 0; # 1; # $\log A$; # $A \log A$;

10.1.14. Энтропия двоичного источника сообщений с равновероятными исходами:

* 1; # $1/2$; # 0; # 2;

10.1.15. Энтропия дискретного источника с независимыми исходами максимальна для _____ сообщений:

* равновероятных; # одинаковых; # эквивалентных; # равнозначных;

10.1.16. Энтропия совместного наступления сообщений A_1 и A_2 распадается на сумму их энтропий, если эти сообщения:

* независимы; # одинаковы; # произвольны; # равнозначны;

10.1.17. В различных сечениях системы электросвязи наблюдаются множества: сообщений (A), переданных сигналов (S), принятых сигналов (S^*), принятых сообщений (A^*). Основное неравенство для количества взаимной информации $I(X, Y)$ в выделенных сечениях

* $I(A, A) > I(A, S) > I(A, S^*) > I(A, A^*)$; # $I(A, A) > I(A, S) < I(A, S^*) < I(A, A^*)$;

$I(A, A) > I(A, S) = I(A, S^*) = I(A, A^*)$; # $I(A, A) < I(A, S) < I(A, S^*) < I(A, A^*)$;

10.1.18. Двоичный источник выдает сообщения. Задана вероятность: $p_1 = 0.5$. Энтропия источника равна:

* 1 бит/сообщение; # 2 бит/сообщение; # 0.5 бит/сообщение; # 0 бит/сообщение;

10.1.19. Четверичный источник выдает сообщения. Заданы вероятности: $p_1 = 0.5$; $p_2 = 0.125$; $p_3 = 0.25$; . Энтропия источника равна:

* 1.75 бит/сообщение; # 2 бит/сообщение; # 1 бит/сообщение; # 1.375 бит/сообщение;

10.1.20. Четверичный источник выдает сообщения. Заданы вероятности: $p_1 = 0.5$; $p_2 = 0.125$; $p_3 = 0.125$; . Энтропия источника равна:

* 1.75 бит/сообщение; # 2 бит/сообщение; # 1 бит/сообщение; # 1.375 бит/сообщение;

10.1.21. Дискретный стационарный источник вырабатывает M неравновероятных независимых сообщений. Энтропия данного источника

* $-\sum_{i=1}^M p_i \log p_i$; # $\log M$; # $\sum_{i=1}^M \log p_i / M$; # $\sum_{i=1}^M p_i / M$

10.1.22. Непрерывная случайная величина имеет плотность вероятностей: $W(x)$. Дифференциальная энтропия равна:

* $-\int W(x) \log W(x) dx$; # $\int \log W(x) dx$; # $\log(\int W(x) dx)$; # $\log W(x)$

10.1.23. Дифференциальная энтропия гауссовской случайной величины с дисперсией D равна:

* $0.5 \log(2\pi e D)$; # $\log D$; # D ; # $\sqrt{2\pi D}$

10.1.24. Дифференциальная энтропия равномерно распределенной в диапазоне $[a, b]$ случайной величины равна:

* $\log(b - a)$; # $1/(b - a)$; # $0.5(a + b)$; # $(b - a)$

10.1.25. Четверичный источник выдает сообщения. Заданы вероятности: $p_1 = 0.25$; $p_2 = 0.125$; $p_3 = 0.125$; . Энтропия источника равна:

* 1.75 бит/сообщение; # 2 бит/сообщение; # 1 бит/сообщение; # 1.375 бит/сообщение;

10.2.1. При статистическом кодировании более вероятные сообщения представляются _____ кодовыми словами;

* более короткими; # более длинными; # равными; # произвольными;

10.2.2. При эффективном кодировании менее вероятные сообщения представляются _____ кодовыми словами;

* более длинными; # более короткими; # равноправными; # произвольными;

10.2.3. Избыточность кодовой последовательности оптимального эффективного кода:

* 0; # < 0 ; # > 0 ; # < 1 ;

10.2.4. Способы увеличения энтропии:

* укрупнение сообщений; формирование префиксного кода; увеличение m ;

* предсказание ; формирование префиксного кода; увеличение m ;

укрупнение сообщений; предсказание; увеличение n ;

предсказание ; формирование префиксного кода; увеличение n ;

10.2.5. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.14$, $p(A2)=0.21$, $p(A3)=0.09$, $p(A4)=0.56$.

Кодовые комбинации префиксного кода равны:

* 1,00,011,010; # 0,00,011,010; # 1,00,011,110; # 1,00,111,010;

10.2.6. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.15$, $p(A2)=0.23$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.52$.

Кодовые комбинации префиксного кода равны:

* 1,00,011,010; # 0,00,011,010; # 1,00,011,110; # 1,00,111,010;

10.2.7. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.12$, $p(A2)=0.26$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.52$.

Кодовые комбинации префиксного кода равны:

* 1,01,001,000; # 0,00,011,010; # 1,00,011,110; # 1,00,111,010;

10.2.8. С уменьшением корреляции между сообщениями избыточность источника:

* уменьшается; # увеличивается; # не меняется; # растет;

10.2.9. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.13$, $p(A2)=0.22$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.55$.

Кодовые комбинации префиксного кода равны:

* 1,00,011,010; # 0,00,011,010; # 1,00,011,110; # 1,00,111,010;

10.2.10. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.13$, $p(A2)=0.26$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.51$.

Кодовые комбинации префиксного кода равны:

* 1,01,001,000; # 0,00,011,010; # 1,00,011,110; # 1,00,111,010;

10.2.11. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.14$, $p(A2)=0.21$, $p(A3)=0.09$, $p(A4)=0.56$.

Соответствующие вероятностям комбинации префиксного кода равны: 1,00,011,010.

Средняя длина комбинации равна:

* 1.67; # 1.58; # 2.1; # 1.87;

10.2.12. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.14$, $p(A2)=0.21$, $p(A3)=0.09$, $p(A4)=0.56$.

Соответствующие вероятностям комбинации префиксного кода равны: 1,00,011,010.
Вероятность появления 1 и 0 :

* 0.557; 0.443; # 0.55; 0.45; # 0.511; 0.489; # 0.254; 0.746;

10.2.13. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.15$, $p(A2)=0.23$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.52$.

Соответствующие вероятностям комбинации префиксного кода равны: 1,00,011,010.
Средняя длина комбинации равна:

* 1.73; # 1.67; # 2.01 # 1.55;

10.2.14. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.15$, $p(A2)=0.23$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.52$.

Соответствующие вероятностям комбинации префиксного кода равны: 1,00,011,010.
Вероятность появления 1 и 0 :

* 0.532; 0.468; # 0.550; 0.450; # 0.511; 0.489; # 0.254; 0.746;

10.2.15. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.12$, $p(A2)=0.26$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.52$.

Соответствующие вероятностям комбинации префиксного кода равны: 1,01,001,000.
Средняя длина комбинации равна:

* 1.7; # 1.67; # 1.73 # 1.55;

10.2.16. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.12$, $p(A2)=0.26$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.52$.

Соответствующие вероятностям комбинации префиксного кода равны: 1,01,001,000.
Вероятность появления 1 и 0 :

* 0.529; 0.471; # 0.532; 0.468; # 0.511; 0.489; # 0.550; 0.450;

10.2.17. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.13$, $p(A2)=0.22$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.55$.

Соответствующие вероятностям комбинации префиксного кода равны: 1,00,011,010;
Средняя длина комбинации равна:

* 1.68; # 1.67; # 1.73 # 1.7;

10.2.18. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.13$, $p(A2)=0.22$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.55$.

Соответствующие вероятностям комбинации префиксного кода равны: 1, 00, 011, 010;
Вероятность появления 1 и 0 :

* 0.542; 0.458; # 0.529; 0.471; # 0.511; 0.489; # 0.550; 0.450;

10.2.19. У дешифруемых префиксных кодов ни одно кодовое слово не является _____ для другого кодового слова

* началом; # частью; # основанием; # концом;

10.2.20. Три основных метода увеличения энтропии в кодере источника:

* укрупнение алфавита; * равновероятное распределение символов; * увеличение основания кода.

10.3.1. Пропускная способность канала с шумом - это максимальная скорость передачи информации при _____ вероятности ошибки.

* сколь угодно малой;

сколь угодно большой;

средней;

нулевой;

10.3.2. При кодировании в канале с шумом для уменьшения ошибок декодирования расстояние между кодовыми словами следует:

* увеличить; # уменьшить; # зафиксировать; # выбрать случайно.

10.3.3. Пропускная способность канала с шумом - это:

* максимальная скорость передачи информации;

минимальная скорость передачи информации;

средняя скорость передачи информации;

максимальная энтропия источника;

10.3.4. Взаимная информация определяется через _____ безусловной и условной энтропий.

* разность; # сумму; # произведение; # деление.

10.3.5. Повышение помехоустойчивости кодирования в канале с шумом достигается введением дополнительной _____.

* избыточности; # неопределенности; # равнозначности; # производительности.

10.3.6. Заданы производительность $H^* = H/T$ источника и пропускная способность C канала. При $H^* < C$ существует такой код, для которого сообщения источника могут быть переданы по каналу с _____ вероятностью ошибок.

* произвольно малой; # нулевой; # сколь угодно большой

10.3.7. По каналу связи с полосой пропускания F и отношением $P_c / P_{ш}$ можно передавать информацию при $p_{ош} \rightarrow 0$ со скоростью сколь угодно близкой к :

* $C = F \log(1 + P_c / P_{ш})$; # $C = F \log(P_c / P_{ш})$; # $C = \log(1 + P_c / P_{ш})$; # $C = F(1 + P_c / P_{ш})$;

10.3.8. . Пропускная способность канала связи с полосой пропускания $F=1$ кГц и отношением $P_c / P_{ш}=7$ равна:

* 3000 бит/с; # 1000 бит/с; # 8000 бит/с; # 7000 бит/с;

10.3.9. Пропускная способность канала связи с полосой пропускания $F=1$ кГц и отношением $P_c / P_{ш}=15$ равна:

* 4000 бит/с; # 1000 бит/с; # 15000 бит/с; # 16000 бит/с;

10.3.10. Пропускная способность канала связи с полосой пропускания $F=2$ кГц и отношением $P_c / P_{ш}=3$ равна:

* 4000 бит/с; # 1000 бит/с ; # 2000 бит/с ; # 6000 бит/с ;

10.3.11. Пропускная способность канала связи с полосой пропускания $F=2$ кГц и отношением $P_c / P_{ш} = 31$ равна:

* 10000 бит/с; # 31000 бит/с ; # 32000 бит/с ; # 62000 бит/с ;

10.3.12. Пропускная способность канала связи с полосой пропускания $F=3$ кГц и отношением $P_c / P_{ш} = 7$ равна:

* 9000 бит/с; # 3000 бит/с ; # 21000 бит/с ; # 24000 бит/с ;

10.3.13. Количество взаимной информации, передаваемой по каналу связи равно нулю, если сигналы на входе и выходе канала связи _____ .

* независимы; # неоднозначны; # неинформативны; # зависимы;

10.3.14. Фамилия ученого, который впервые ввел меру взаимной информации и сформулировал основную теорему для каналов с шумами:

* Шеннон; # Котельников; # Винер; # Хинчин;

10.3.15. Заданы производительность $H^* = H/T$ источника и пропускная способность C канала. При $H^* < C$ существует такой код, для которого сообщения источника могут быть переданы по каналу с _____ вероятностью ошибок.

* произвольно малой; # нулевой; # сколь угодно большой;

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-13T

Тесты по теме 11.1. «Принципы помехоустойчивого кодирования»

Тесты по теме 11.2. «Блочный двоичный код»

Тесты по теме 11.3. «Циклический код»

Тесты по теме 11.4. «Помехоустойчивое кодирование»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

*ПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ **

НЕПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ #

11.1.1. Помехоустойчивое кодирование используется для того, чтобы:

* повысить помехоустойчивость системы связи;

* исправлять ошибки;

уменьшить помехоустойчивость системы связи;

увеличить вероятность ошибки;

11.1.2. Запрещенные кодовые комбинации – это комбинации,:

* не используемые для передачи информации;

используемые для передачи информации;

содержащие одни 0;

содержащие одни 1;

11.1.3. Разрешенные кодовые комбинации – это комбинации,:

* используемые для передачи информации;

не используемые для передачи информации;

содержащие одни 0;

- # содержащие одни 1;
- 11.1.4. Кодовое расстояние - это количество позиций, в которых:
- * одна кодовая комбинация отличается от другой;
 - # совпадают кодовые комбинации;
 - # содержится 1;
 - # содержится 0;
- 11.1.5. Основание кода - это :
- * количество различных символов, образующих кодовые комбинации; #
 - количество единиц в комбинации ;
 - # количество нулей в комбинации;
 - # количество символов в комбинации;
- 11.1.6. Длина кодовой комбинации – это :
- * общее количество символов в кодовой комбинации ;
 - # количество единиц в комбинации ;
 - # количество нулей в комбинации;
 - # количество различных символов, образующих кодовые комбинации;
- 11.1.7. Общее количество комбинаций при основании кода m и длине комбинации n равно:
- * m^n ;
 - # mn ;
 - # n^m ;
 - # m/n ;
- 11.1.8. Код содержит комбинации вида: 000, 101, 111, 001, и т.д. Основание кода и длина кодовой комбинации равны, соответственно:
- * 2, 3; # 3,2 ; # 3,3; # 2,2;
- 11.1.9. Основание кода и длина кодовой комбинации равны 2. Комбинации кода (в порядке возрастания десятичного эквивалента двоичных чисел):
- * 00; 01; 10; 11; # 00; 10; 01; 11; # 00; 01; 11; 10; # 01; 00; 10; 11;
- 11.1.10. Соответствие основания кода и длины комбинации (справа) кодовым комбинациям (слева):
- * -10, 01, 11, -1-1,; * 3, 2;
 - * 001, 110, 010, 111,; * 2,3;
 - * 1, 0, -1, -2 ; *4, 1;
 - # 1,4;
 - # 2,2;
- 11.1.11. Код содержит комбинации вида: 000, -101, -1-11, 001, 0-10 и т.д. Основание кода и длина кодовой комбинации равны, соответственно:
- * 3, 3; # 3,2; # 2, 3; # 2,2;
- 11.1.12. Код содержит комбинации вида: 0000, 0101, 1111, 0001, и т.д. Общее число комбинаций равно:
- *16 ; # 8; # 9; # 12;
- 11.1.13. Код содержит комбинации вида: 000, 101, 111, 001, и т.д. Общее число комбинаций равно:
- * 8; # 9; # 4; # 16;
- 11.1.14. Соответствие общего числа комбинаций кода (справа) основанию кода и длине кодовой комбинации (слева):
- * 2, 2; * 4;
 - * 3, 4; * 81;
 - * 4, 2; * 16;
 - * 2, 5; *32;
 - # 64 ;
 - # 25 ;
- 11.1.15. Кодовое расстояние между кодовыми комбинациями 101 и 011 равно:
- * 2; # 4; # 3; # 1;

11.1.16. Кодовое расстояние между кодовыми комбинациями 1101 и 0110 равно :

* 3; # 4; # 2; # 1;

11.1.17. Соответствие кодового расстояния (справа) кодовым комбинациям (слева):

* 0011 и 0101; * 2;

* 100101 и 010100; * 3;

* 0011 и 1100; * 4;

* 001001 и 001001; * 0;

1;

5;

11.1.18. Определяется кодовое расстояние между комбинацией 101010 и кодовыми комбинациями 000000, 111111, 010101, 000111. Порядок следования кодовых расстояний:

* 3; * 3; * 6; * 4;

11.1.19. Разрешенные кодовые комбинации 000, 011, 101, 110. Минимальное кодовое расстояние этого кода равно:

* 2; # 3; # 0; # 1;

11.1.20. Разрешенные кодовые комбинации 111, 011, 101, 000. Минимальное кодовое расстояние этого кода равно:

* 1; # 3; # 2; # 0;

11.2.1. Для блочного двоичного кода (5,3) количество информационных символов равно:

* 3; # 2; # 5; # 8;

11.2.2. Для блочного двоичного кода (5,3) количество проверочных символов равно:

* 2; # 3; # 5; # 8;

11.2.3. Передаются последовательно десятичные числа от 0 до 7. Порядок следования двоичных эквивалентов этих чисел:

* 000 ; * 001 ; * 010 ; * 011 ; * 100 ; * 101 ; * 110 ; * 111 ;

11.2.4. Проверочные символы корректирующего кода (5,3) образуются по правилу:

$a_4 = a_1 \oplus a_2$; $a_5 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3$. Информационная кодовая комбинация 111. Символы a_4 и a_5 равны, соответственно:

* 0, 1 ; # 1, 0; # 1, 1; # 0, 0;

11.2.5. Проверочные символы корректирующего кода (5,3) образуются по правилу:

$a_4 = a_1 \oplus a_3$; $a_5 = a_1 \oplus a_2$. Информационная кодовая комбинация 101. Символы a_4 и a_5 равны, соответственно:

* 0 ; 1 ; # 1, 0; # 1, 1; # 0, 0;

11.2.6. Проверочные символы корректирующего кода (5,3) образуются по правилу:

$a_4 = a_1 \oplus a_2$; $a_5 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3$. Соответствие проверочных символов (справа) информационной комбинации (слева):

* 000 ; * 00;

* 010 ; * 11;

* 101 ; * 10;

01;

11.2.7. Проверочные символы корректирующего кода (5,3) образуются по правилу:

$a_4 = a_1 \oplus a_3$; $a_5 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3$. Разрешенными кодовыми комбинациями этого кода являются комбинации:

* 00000 ; * 11010 ; * 01110 ; # 01011 ; # 01111;

11.2.8. Проверочный символ корректирующего кода (3,2) образуются по правилу:

$a_3 = a_1 \oplus a_2$. Разрешенные кодовые комбинации этого кода:

* 000 ; * 011; * 101; # 001; # 111;

11.2.9. Блочный двоичный код (7,4) имеет минимальное кодовое расстояние равное 3.

Этот код:

- * исправляет все одиночные ошибки;
- # исправляет все двойные ошибки;
- # обнаруживает одиночные ошибки;
- # исправляет три ошибки;

11.2.10. Блочный двоичный код (5,3) имеет минимальное кодовое расстояние равное 2.

Этот код:

- * обнаруживает одиночные ошибки;
- # исправляет двойные ошибки;
- # исправляет одиночные ошибки;
- # исправляет две ошибки;

11.2.11. Синдром - это :

- * указатель позиции, в которой произошла ошибка;
- # проверочные символы ;

информационные символы;

неверно принятые символы;

11.2.12. Синдром кода :

* не зависит от переданной комбинации;

зависит от переданной комбинации;

* не зависит от позиции в которой произошла ошибка;

зависит от номера переданной комбинации;

11.2.13. Синдром кода (7,3) образуется по правилу $c_1 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4$,

$c_2 = a_2 \oplus a_3 \oplus a_5$, $c_3 = a_1 \oplus a_3 \oplus a_6$, $c_4 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_7$. Принята комбинация 1111001. Синдром равен:

* 0001 ; # 1000; # 1001; # 1100; # 1010;

11.2.14. Синдром кода (7,3) образуется по правилу $c_1 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4$,

$c_2 = a_2 \oplus a_3 \oplus a_5$, $c_3 = a_1 \oplus a_3 \oplus a_6$, $c_4 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_7$. Принята комбинация 1111010. Синдром равен:

* 0010 ; # 1000; # 1001; # 1100; # 1010;

11.2.15. Синдром кода (7,3) образуется по правилу $c_1 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4$,

$c_2 = a_2 \oplus a_3 \oplus a_5$, $c_3 = a_1 \oplus a_3 \oplus a_6$, $c_4 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_7$. Принята комбинация 1000000. Синдром равен:

* 1011 ; # 1000; # 1001; # 1100; # 1010;

11.2.16. Синдром кода (7,3) образуется по правилу $c_1 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4$,

$c_2 = a_2 \oplus a_3 \oplus a_5$, $c_3 = a_1 \oplus a_3 \oplus a_6$, $c_4 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_7$. Принята комбинация 0100000. Синдром равен:

* 1101 ; # 1000; # 1001; # 1100; # 1010;

11.2.17. Синдром кода (7,3) образуется по правилу $c_1 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4$,

$c_2 = a_2 \oplus a_3 \oplus a_5$, $c_3 = a_1 \oplus a_3 \oplus a_6$, $c_4 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_7$. Принята комбинация 1111000. Синдром равен:

* 0000 ; # 1000; # 0001; # 0100; # 1010;

11.2.18. Синдром кода (7,3) образуется по правилу $c_1 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4$,

$c_2 = a_2 \oplus a_3 \oplus a_5$, $c_3 = a_1 \oplus a_3 \oplus a_6$, $c_4 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_7$. Принята комбинация 1111010. Была передана комбинация:

* 1111000 ; # 1111010 ; # 1110010 ; # 1101010 ;

11.2.19. Синдром кода (7,3) образуется по правилу $c_1 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4$,

$c_2 = a_2 \oplus a_3 \oplus a_5$, $c_3 = a_1 \oplus a_3 \oplus a_6$, $c_4 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_7$. Принята комбинация 0000100. Была передана комбинация:
 * 0000000 ; # 0000100 ; # 0000010 ; # 0000001 ;

11.2.20. Синдром кода (7,3) образуется по правилу $c_1 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4$,
 $c_2 = a_2 \oplus a_3 \oplus a_5$, $c_3 = a_1 \oplus a_3 \oplus a_6$, $c_4 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_7$.
 Принята комбинация 0000010. Была передана комбинация:
 * 0000000 ; # 0000010 ; # 0000001 ; # 1000000 ;

11.3.1. Кодовые комбинации циклического кода образуются путем :
 * циклической перестановки символов;
 # случайной перестановки символов;
 # добавления символов;
 # отбрасывания символов;

11.3.2. Одна из комбинаций циклического кода 1001. Остальные комбинации этого кода:
 * 0011, 0110, 1100; # 0111, 0110, 1100; # 0011, 0110, 1101; # 0011, 0101, 1100;

11.3.3. Полином, соответствующий двоичной кодовой комбинации 101, имеет вид:
 * z^2+1 ; # $z+1$; # z^2+z+1 ; # 1;

11.3.4. Полином, соответствующий двоичной кодовой комбинации 0011, имеет вид:
 * $z+1$; # z^2+1 ; # z^2+z+1 ; # 1;

11.3.5. Комбинации кода передаются в следующем порядке: 011, 101, 110. Порядок следования полиномов, соответствующих этим двоичным кодовым комбинациям:
 * $z+1$; * z^2+1 ; * z^2+z ;

11.3.6. Соответствие полинома двоичной кодовой комбинации:
 * 1001 ; * z^3+1 ;
 * 0001; * 1 ;
 * 1110; * z^3+z^2+z ;
 * 0101 ; * z^2+1 ;
 # z^3 ;
 # $z+1$;

11.3.7. Двоичная кодовая комбинация, соответствующая полиному z^2+1 :
 * 101; # 110; # 000; # 001;

11.3.8. Двоичная кодовая комбинация, соответствующая полиному z^3+z+1 :
 * 1011; # 1100; # 0011; # 1001; # 1101;

11.3.9. Соответствие двоичной кодовой комбинации полиному:
 * z^3+1 ; * 1001 ;
 * 1 ; * 0001;
 * z^3+z^2+1 ; * 1101;
 * z^2+z ; * 0110 ;
 # z^3 ;
 # $z+1$;

11.3.10. Полиномы, соответствующие двоичным кодовым комбинациям, передаются в следующем порядке: z^2+z+1 ; $z+1$; z^2+z ; 1.

Порядок следования двоичных кодовых комбинаций, соответствующих этим полиномам:
 * 111; * 011; * 110, * 001;

11.3.11. Информационная комбинация циклического кода 1001. Образующий полином (z^3+z^2+1). Комбинация циклического кода (7,4), формируемая путем перемножения , равна:

* 1100101; # 1001001; # 1101000; # 1001111;

11.3.12. Информационная комбинация циклического кода 1100. Образующий полином (z^3+z^2+1) . Комбинация циклического кода (7,4), формируемая путем перемножения, равна:

* 1011100; # 1011001; # 1011111; # 1101100;

11.3.13. Информационная комбинация циклического кода 1010. Образующий полином (z^3+z^2+1) . Комбинация циклического кода (7,4), формируемая путем перемножения, равна:

* 1110010; # 1110110; # 1010010; # 0110010;

11.3.14. Принята комбинация 1110011 циклического кода (7,4). Образующий полином (z^3+z^2+1) . Синдром принятой комбинация циклического кода равен:

* 001; # 111; # 010; # 100;

11.3.15. Принята комбинация 1001010 циклического кода (7,4). Образующий полином (z^3+z^2+1) . Синдром принятой комбинация циклического кода равен :

* 001; # 111; # 010; # 100;

11.3.16. Принята комбинация 0001011 циклического кода (7,4). Образующий полином (z^3+z^2+1) . Синдром принятой комбинация циклического кода равен :

* 110; # 111; # 010; # 100; # 001;

11.3.17. Принята комбинация 1001010 циклического кода (7,4). Синдром принятой комбинации 001. Была передана комбинация :

* 1001011; # 1001101; # 1001001; # 0001011; # 1001100;

11.3.18. Принята комбинация 1001001 циклического кода (7,4). Синдром принятой комбинации 010. Была передана комбинация :

* 1001011; # 1001101; # 1001001; # 0001011; # 1001100;

11.3.19. Принята комбинация 1100111 циклического кода (7,4). Синдром принятой комбинации 010. Была передана комбинация :

* 1100101; # 1001101; # 1001001; # 1100011; # 11001110;

11.3.20. Приняты комбинации циклического кода (7,4): 1001010; 0010110; 0101111. Синдром принятых комбинаций 001. Порядок следования комбинаций с исправленной ошибкой:

* 1001011 ; * 0010111; * 0101110 ;

11.4.1. Минимальное кодовое расстояние, необходимое для обнаружения двойных ошибок в комбинации равно:

* 3; # 1 ; # 2 ; # 0 ;

11.4.2. Соответствие минимального кодового расстояния (справа) разрешенным кодовым комбинациям этого кода (слева):

| | |
|------------------------|------|
| * 00, 01, 10; | * 1; |
| * 000, 101, 110; | * 2; |
| * 10010, 00001, 11101; | * 3; |
| | # 4; |
| | # 0; |

11.4.3. Минимальное кодовое расстояние, необходимое для обнаружения одиночных ошибок в комбинации равно:

* 2; # 1 ; # 3 ; # 0 ;

11.4.4. Минимальное кодовое расстояние, необходимое для исправления одиночных ошибок в комбинации равно:

* 3; # 2 ; # 1 ; # 0 ;

11.4.5. Минимальное кодовое расстояние, необходимое для обнаружения двойных ошибок в комбинации равно :

* 3; # 2 ; # 1 ; # 0 ;

11.4.6. Минимальное кодовое расстояние, необходимое для исправления двойных ошибок в комбинации равно:

* 5; # 2; # 3; # 4;

11.4.7. Соответствие минимального кодового расстояния (справа) количеству исправляемых ошибок в комбинации (слева):

* 3; *7;

* 1; *3;

* 5; *11;

* 10; *21;

9;

22;

2;

11.4.8. Код с основанием 2 и длиной кодовой комбинации 3 позволяет исправлять одиночные ошибки. Разрешенные комбинации этого кода:

* 000; 111; # 011; 010; # 000; 110; # 111;

11.4.9. Код с основанием 2 и длиной кодовой комбинации 3 позволяет обнаруживать одиночные ошибки. Разрешенные комбинации этого кода:

* 000, 101, 110 011; # 000; 010; 110; 111; # 011; 010; 000; 110;

11.4.10. Код имеет основание 2 и длину кодовой комбинации 3. Введите все комбинации этого кода в порядке возрастания десятичного эквивалента двоичных чисел:

* 000; *001; *010; *011; * 100; *101; * 110; * 111;

11.4.11. Код, имеющий комбинации 000, 101, 011, 110 позволяет обнаруживать одиночные ошибки. Во сколько раз он проигрывает по скорости передачи безизбыточному коду:

* 1.5; # 2; # 3; # 2.5;

11.4.12. Код, имеющий комбинации 000, 111, позволяет исправлять одиночные ошибки. Во сколько раз он проигрывает по скорости передачи безизбыточному коду:

* 3; # 1.5; # 2; # 2.5;

11.4.13. Для реализации проверки на четность к комбинации 1010100 необходимо добавить:

* 1; # 0; # 00; # 11;

11.4.14. Для реализации проверки на четность к комбинации 11010100 необходимо добавить:

* 0; # 1; # 01; # 10; # 11;

11.4.15. Соответствие корректирующего символа (справа) кодовой комбинации (слева) для реализации проверки на четность:

* 00011; * 0;

* 100011; * 1;

* 00000; * 0;

* 111111; * 0;

* 100011; * 1;

11.4.16. Код с проверкой на четность. Одиночная ошибка делает количество 1 в кодовой комбинации _____ и, таким образом, обнаруживается.

* нечетным; # четным; # равным 0; # равным количеству 0;

11.4.17. Используя код с проверкой на четность, мы получим минимальное кодовое расстояние для такого кода, равное:

* 2; # 0; # 1; # 3;

11.4.18. Разрешенные кодовые комбинации кода 000 и 111. Принята кодовая комбинация 010. Наиболее вероятно, что была передана комбинация:

* 000; # 010; # 101; # 111;

11.4.19. Разрешенные кодовые комбинации кода 000 и 111. Принята кодовая комбинация 110. Наиболее вероятно, что была передана комбинация :

* 111; # 110; # 000; # 001;

11.4.20. Разрешенные кодовые комбинации кода 000 и 111. Соответствие наиболее вероятных переданных комбинаций (справа) принятым кодовым комбинациям (слева):

* 101 ; * 111;

* 001 ; * 000;

* 110 ; * 111;

* 100 ; * 000;

11.4.21. Разрешенные кодовые комбинации кода 000 и 111. Принята кодовая комбинация 110. Наиболее вероятно, что была передана комбинация 111, т.к. кодовые расстояния принятой комбинации от комбинаций 111 и 000 равны, соответственно:

* 1 ; 2 ; # 1; 1; # 2; 1; # 0; 1;

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-14T

Тесты по теме 12.1. «Способы разделения каналов»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

*ПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ **

НЕПРАВИЛЬНЫЕ ОТВЕТЫ ОТМЕЧЕНЫ ЗНАКОМ #

12.1.1. Каналы в многоканальных системах связи разделяются за счет того, что они:

* ортогональны;

противоположны;

коррелированы;

зависимы;

12.1.2. Способы разделения каналов в многоканальных системах связи:

* частотное, временное, фазовое, кодовое (по форме);

амплитудное, частотное, фазовое, по форме;

импульсно-кодовое, временное, фазовое, кодовое (по форме);

частотное, временное, фазовое;

12.1.3. При частотном разделении каналов отдельные каналы передаются:

* одновременно, но в разных полосах частот;

в одной и той же полосе частот, но в разные интервалы времени ;

в одной и той же полосе частот, но с разными начальными фазами;

одновременно, в одной и той же полосе частот ;

12.1.4. При временном разделении каналов отдельные каналы передаются:

* в одной и той же полосе частот, но в разные интервалы времени;

одновременно, но в разных полосах частот;

в одной и той же полосе частот, но с разными начальными фазами;

в одной и той же полосе частот, одновременно ;

12.1.5. При фазовом разделении каналов отдельные каналы передаются:

* в одной и той же полосе частот, одновременно, но с разными начальными фазами;

в одной и той же полосе частот, но в разные интервалы времени ;

одновременно, но в разных полосах частот;

в одной и той же полосе частот, одновременно, но с разными амплитудами ;

12.1.6. Полоса частот одного канала в системе связи с частотным разделением 3.4 кГц. Защитные промежутки по частоте между каналами 0.6 кГц. Максимальное число каналов в полосе частот 101 кГц равно:

* 25; # 24 ; # 26; # 29;

12.1.7. Полоса частот одного канала в системе связи с частотным разделением 3.4 кГц. Защитные промежутки по частоте 0.6 кГц. Максимальное число каналов в полосе частот 201 кГц равно:

* 50; # 49 ; # 51; # 59;

12.1.8. Интервал дискретизации для сигнала в каждом канале при ВРК 2 мс. Длительность сигнальных импульсов в системе связи с временным разделением 0.1 мс, период следования 0.2 мс. Максимальное число каналов равно :

* 10; # 20 ; # 2; # 21;

12.1.9. Интервал дискретизации для сигнала в каждом канале 4 мс. Длительность сигнальных импульсов в системе связи с ВРК 0.2 мс, скважность 2. Максимальное число каналов равно:

* 10; # 20 ; # 2; # 11;

12.1.10. Количество ортогональных несущих в системе связи с фазовым разделением каналов равно:

* 2; # 1 ; # 4; # 10;

12.1.11. В системе связи с фазовым разделением каналов первый канал передается на несущей частоте $\sin w_0 t$. Второй канал передается на несущей:

* $\cos w_0 t$; # $\sin w_0 t$; # $\sin(w_0 t + 180^\circ)$; # $-\sin(w_0 t + 180^\circ)$;

12.1.12. Каналы в многоканальной системе связи с частотным разделением каналов разделяются:

* полосовыми фильтрами;

коммутаторами ; # усилителями; # ограничителями ;

12.1.13. Каналы в многоканальной системе связи с временным разделением каналов разделяются:

* коммутаторами ; # полосовыми фильтрами;

усилителями; # согласованными фильтрами;

12.1.14. Каналы в многоканальной системе связи с фазовым разделением каналов разделяются:

* синхронными демодуляторами;

коммутаторами ; # усилителями; # полосовыми фильтрами;

12.1.15. Каналы в многоканальной системе связи с разделением сигналов по форме разделяются:

* согласованными фильтрами; # коммутаторами ;

усилителями; # полосовыми фильтрами;

12.1.16. Причины межканальных помех при ЧРК:

* спектры сигналов бесконечны; ПФ – не идеальны;

коммутаторы – не идеальны; полоса частот системы связи – ограничена;

синхронные демодуляторы – не идеальны; разность фаз несущих не равна точно 90° ;

взаимно-корреляционные функции сигналов не равны 0;

12.1.17. Причины межканальных помех при ВРК:

- * коммутаторы – не идеальны; полоса частот системы связи – ограничена;
- # спектры сигналов бесконечны; ПФ – не идеальны;
- # синхронные демодуляторы – не идеальны; разность фаз несущих не равна точно 90^0 ;
- # взаимно-корреляционные функции сигналов не равны 0;

12.1.18. Причины межканальных помех при ФРК:

- * синхронные демодуляторы – не идеальны; разность фаз несущих не равна точно 90^0 ;
- # спектры сигналов бесконечны; ПФ – не идеальны;
- # коммутаторы – не идеальны; полоса частот системы связи – ограничена;
- # взаимно-корреляционные функции сигналов не равны 0;

12.1.19. Причины межканальных помех при КРК:

- * взаимно-корреляционные функции сигналов не равны 0;
- # спектры сигналов бесконечны; ПФ – не идеальны;
- # коммутаторы – не идеальны; полоса частот системы связи – ограничена;
- # синхронные демодуляторы – не идеальны; разность фаз несущих не равна точно 90^0 ;

12.1.20. Соответствие устройств, осуществляющих разделение каналов, виду разделения:

- | | |
|---------|-----------------------------|
| * ЧРК ; | * полосовые фильтры; |
| * ВРК ; | * коммутаторы; |
| * ФРК ; | * синхронные демодуляторы ; |
| * КРК ; | * согласованные фильтры; |

12.1.21. Соответствие устройств, осуществляющих разделение каналов, виду разделения:

- | | |
|----------------------------------|-----------------------------|
| * частотное разделение каналов ; | * полосовые фильтры; |
| * временное разделение каналов ; | * коммутаторы; |
| * фазовое разделение каналов ; | * синхронные демодуляторы ; |
| * кодовое разделение каналов ; | * согласованные фильтры; |

12.1.22. Соответствие вида разделения каналов устройству, осуществляющего разделение каналов:

- | | |
|-----------------------------|----------------------------------|
| * полосовые фильтры; | * частотное разделение каналов ; |
| * коммутаторы; | * временное разделение каналов ; |
| * синхронные демодуляторы ; | * фазовое разделение каналов ; |
| * согласованные фильтры; | * кодовое разделение каналов ; |

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-15R.

Тесты по теме 1.4. «Дискретизация сигналов во времени»

Тесты по теме 10.3. «Теорема Шеннона»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

Задания на установление правильной последовательности

I:R:L1

UID: 1

UNAME: Сухоруков Александр Сергеевич

S: Из фрагментов текста составьте правильную формулировку теоремы Котельникова.

1: Непрерывная функция, не содержащая

2: частот выше F ,

3: полностью определяется

4: своими отсчетами, взятыми

5: через интервал

6: времени $T = \frac{1}{2F}$.

D: времени $T = \frac{1}{F}$.

D: частот ниже F ,

I:R:L1

UID: 2

UNAME: Сухоруков Александр Сергеевич

S: Из фрагментов текста составьте правильную формулировку теоремы Шеннона.

1: По каналу связи с полосой

2: пропускания F , в котором

3: действуют сигнал

4: с мощностью P_c и шум

5: со спектральной плотностью мощности G_0 ,

6: можно передавать

7: информацию со скоростью

8: $C = F \log(1 + \frac{P_c}{G_0 F})$

9: и сколь угодно малой

10: вероятностью ошибки.

D: $C = F \log(\frac{P_c}{G_0 F})$

D: и вероятностью ошибки 0.5.

I:R:L1

UID: 3

UNAME: Сухоруков Александр Сергеевич

S: Из фрагментов текста составьте правильное определение энтропии.

1: Энтропия -

2: это среднее

3: количество информации,

4: приходящееся на

5: один символ.

D: количество энергии,

D: одну секунду.

D: это максимальное

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-16P

Тесты по теме 1.5. «Случайные процессы и их характеристики»

Тесты по теме 1.6. «Корреляционная функция»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

ТЕСТЫ С ПАРАМЕТРАМИ.

I:P:L1

UID: 16.1

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Функция плотности вероятности случайного процесса имеет вид:

$$W(x) = h; \quad \text{при } |x| < L;$$

$$W(x) = 0; \quad \text{при } |x| > L;$$

Значение параметра L задано: $L = [\$L; 1; 10; 1]$. Введите значение дисперсии этого процесса.

F: $\$L * \$L / 3$

D: 0.1

$\$L$: 5

A: 8.33

I:P:L1

UID:16.2

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Спектральная плотность мощности белого шума на единичном сопротивлении равна 2 Вт/Гц. Введите значение дисперсии белого шума в полосе частот

$P = [\$P; 628; 6280; 628]$ рад/с.

F: $2 * \$P / 6.28$

D: 0.1

$\$P$: 628

A: 200

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-17P

Тесты по теме 1.7. «Теорема Котельникова»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

ТЕСТЫ С ПАРАМЕТРАМИ.

I:P:L1

UID: 17.1

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Непрерывный гармонический сигнал имеет вид $u(t) = \cos(2\pi Ft)$. Введите значение отсчета сигнала в момент времени $t = k * T$, если $k = [\$k; 0; 10; 1]$. Интервал дискретизации T определяется в соответствии с теоремой Котельникова.

F: $\cos(\pi * \$k)$

D: 0.1

\$k: 2
A: 1

I:P:L1
UID: 17.2

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Непрерывный гармонический сигнал имеет вид $u(t)=\cos(\omega_0 t)$. Введите значение отсчета сигнала в момент времени $t=k \cdot T$, если $k=[\$k; 0; 10; 1]$. Интервал дискретизации T определяется в соответствии с теоремой Котельникова.

F: $\cos(\pi \cdot \$k)$
D: 0.1

\$k: 3
A: -1

I:P:L1
UID: 17.3

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Непрерывный гармонический сигнал имеет вид $u(t)=\sin(2\pi \cdot F \cdot t + \pi/2)$. Введите значение отсчета сигнала в момент времени $t=k \cdot T$, если $k=[\$k; 0; 10; 1]$. Интервал дискретизации T определяется в соответствии с теоремой Котельникова.

F: $\cos(\pi \cdot \$k)$
D: 0.1

\$k: 3
A: -1

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-18P

Тесты по теме 6.2. «Преимущества и недостатки ИКМ»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

ТЕСТЫ С ПАРАМЕТРАМИ.

I:P:L1
UID: 18.1

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Непрерывный сигнал с шириной спектра $F=[\$F; 1; 10; 1]$ кГц преобразуется в сигнал ИКМ с длиной кодовых комбинаций $n=[\$n; 4; 8; 1]$. Введите значение ширины спектра сигнала ИКМ в кГц.

F: $2 \cdot \$n \cdot \F
D: 0.1

\$n: 5
\$F: 2
A: 20

I:P:L1
UID: 18.2

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Непрерывный сигнал с шириной спектра $F=[\$F; 100; 500; 100]$ Гц преобразуется в сигнал ИКМ с длиной кодовых комбинаций $n=[\$n; 4; 8; 1]$. Введите значение ширины спектра сигнала ИКМ в рад/с.

F: $12.56 * \$n * \F

D: 0.1

\$n: 5
\$F: 100
A: 6280

I:P:L1
UID: 18.3

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Непрерывный сигнал с шириной спектра $\omega=[\$ \omega; 628; 3140; 628]$ рад/с преобразуется в сигнал ИКМ с длиной кодовых комбинаций $n=[\$n; 4; 8; 1]$. Введите значение ширины спектра сигнала ИКМ в Гц.

F: $\$n * \$ \omega / 3.14$

D: 0.1

\$n: 5
\$ ω : 3140
A: 5000

I:P:L1
UID: 18.4

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Непрерывный сигнал с шириной спектра $\omega=[\$ \omega; 628; 3140; 628]$ рад/с преобразуется в сигнал ИКМ с длиной кодовых комбинаций $n=[\$n; 4; 8; 1]$. Введите значение ширины спектра сигнала ИКМ в кГц.

F: $\$n * \$ \omega / 3140$

D: 0.1

\$n: 5
\$ ω : 3140
A: 5

Дисциплина: Теория Электрической связи.
TEST-19P

Тесты по теме 7.1. «Характеристики и параметры ЦФ»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

ТЕСТЫ С ПАРАМЕТРАМИ.

I:P:L1

UID: 19.1

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны:

- $a_1 = [\$ a_1; 0; 1; 0.1];$
- $a_2 = [\$ a_2; -1; 0; 0.1];$
- $b_0 = [\$ b_0; 0; 1; 0.1];$
- $b_1 = [\$ b_1; 0; 1; 0.1];$
- $b_2 = [\$ b_2; 0; 1; 0.1];$

Введите значение импульсной реакции фильтра g_1 .

F: $\$ a_1 * \$ b_0 + \$ b_1$

D: 0.1

$\$ a_1 = 0.1$

$\$ a_2 = -0.5$

$\$ b_0 = 0.8$

$\$ b_1 = 1$

$\$ b_2 = 0.1$

A: 1.08

I:P:L1

UID: 19.2

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Передаточная функция ЦФ имеет вид:

$$K(z) = (b_0 z^2 + b_1 z + b_2) / (z^2 - a_1 z);$$

Коэффициенты разностного уравнения равны:

- $a_1 = [\$ a_1; 0; 0.5; 0.1];$
- $b_0 = [\$ b_0; 0; 1; 0.1];$
- $b_1 = [\$ b_1; 0; 1; 0.1];$
- $b_2 = [\$ b_2; 0; 1; 0.1];$

Введите значение передаточной функции ЦФ по постоянному току.

F: $(\$ b_0 + \$ b_1 + \$ b_2) / (1 - \$ a_1);$

D: 0.1

$\$ a_1 = 0.5$

$\$ b_0 = 0.8$

$\$ b_1 = 1$

$\$ b_2 = 0.1$

A: 3.8

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-20P

Тесты по теме 8.3. «Характеристики фильтра, согласованного с одиночным импульсом»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

ТЕСТЫ С ПАРАМЕТРАМИ.

I:P:L1

UID: 20.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = U_m \cos \omega_0 t; \quad U_m = [\$U_m; 1; 10; 1] \text{ мВ}; \quad 0 < t < 0.1 \text{ с};$$

Белый шум имеет спектральную плотность энергии $G_0 = [\$G_0; 0.1; 0.5; 0.1] \text{ мВ}^2/\text{Гц}$.

Введите значение максимального отношения с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом.

$$F: \$U_m * \$U_m * 0.1 / \$G_0$$

D: 0.1

$$\$U_m = 5$$

$$\$G_0 = 0.2$$

$$A: 6.25$$

I:P:L1

UID: 20.2

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = U_m; \quad U_m = [\$U_m; 5; 10; 1] \text{ мВ}; \quad 0 < t < 1 \text{ мс};$$

Белый шум имеет спектральную плотность энергии $G_0 = [\$G_0; 0.1; 0.5; 0.1] \text{ мВ}^2/\text{Гц}$.

Введите значение максимального отношения с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом.

$$F: \$U_m * \$U_m * 0.001 / \$G_0$$

D: 0.1

$$\$U_m = 5$$

$$\$G_0 = 0.5$$

$$A: 0.05$$

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-21P

Тесты по теме 9.2. «Помехоустойчивость оптимального приемника двоичных сигналов»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

ТЕСТЫ С ПАРАМЕТРАМИ.

I:P:L1

UID: 21.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Оптимальный приемник принимает двоичный сигнал, варианты которого заданы:

$$u_1(t) = -u_0(t); \quad u_1(t) = U_m t/T; \quad U_m = [\$U_m; 1; 10; 1] \text{ мВ}; \quad 0 < t < T; \quad T = 0.3 \text{ с};$$

Белый нормальный гауссов шум имеет одностороннюю спектральную плотность энергии $N_0 = [\$N_0; 0.1; 0.5; 0.1] \text{ мВ}^2/\text{Гц}$. Введите значение параметра h_0^2 .

$$F: \$U_m * \$U_m * 0.3 / 3 / \$N_0$$

D: 0.1

$$\$U_m = 5$$

$$\$N_0 = 0.2$$

A: 12.5

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-22P

Тесты по теме 9.3. «Некогерентный прием двоичных сигналов»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

ТЕСТЫ С ПАРАМЕТРАМИ.

I:P:L1

UID: 22.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: На входе некогерентного частотного детектора действуют сигнал ДЧМ с амплитудой $U_m = [\$U_m; 10; 50; 10] \text{ мВ}$; и белый шум со спектральной плотностью энергии $G_0 = [\$G_0; 1; 5; 1] \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, прошедшие через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Введите значение вероятности ошибки.

$$F: \exp(-\$U_m * \$U_m / \$G_0 / 400)$$

D: 0.1

$$\$U_m = 40$$

$$\$G_0 = 4$$

A: 0.368

I:P:L1

UID: 22.2

UNAME: Сухоруков А.С.

S: На входе некогерентного детектора действуют сигнал ДОФМ с амплитудой $U_m = [\$U_m; 10; 50; 10] \text{ мВ}$; и белый шум со спектральной плотностью энергии $G_0 = [\$G_0; 1; 5; 1] \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, прошедшие через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Введите значение вероятности ошибки (прием сравнением фаз).

$$F: \exp(-\$U_m * \$U_m / \$G_0 / 200)$$

D: 0.1

$$\$U_m = 20$$

\$ $G_0=2$
A: 0.368

I:P:L1
UID: 22.3

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: На входе некогерентного амплитудного детектора действуют сигнал ДАМ с амплитудой $U_m = [U_m; 10; 50; 10]$ мВ; и белый шум со спектральной плотностью энергии $G_0 = [G_0; 1; 5; 1]$ мВ²/Гц, прошедшие через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Введите значение вероятности ошибки.

F: $\exp(-U_m * U_m / G_0 / 800)$
D: 0.1

\$ $U_m=40$
\$ $G_0=2$
A: 0.368

М Т У С И
Дисциплина: Теория Электрической связи.
TEST-23P

Тесты по теме 10.1. «Количество информации»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

ТЕСТЫ С ПАРАМЕТРАМИ.

I:P:L1
UID: 23.1

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Троичный источник независимых сообщений выдает сообщения с вероятностями:

$p_1 = [p_1; 0.1; 0.3; 0.1]$
 $p_2 = [p_2; 0.1; 0.5; 0.1]$

Введите значение энтропии этого источника в дв.ед./сообщение.

F: $(-p_1 * \log(p_1, 2) - p_2 * \log(p_2, 2) - (1 - p_1 - p_2) * \log((1 - p_1 - p_2), 2))$
D: 0.1

\$ $p_1=0.1$
\$ $p_2=0.5$
A: 1.363

I:P:L1
UID: 23.2

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Двоичный источник независимых символов выдает символ «1» с вероятностью:

$p_1 = [p_1; 0.1; 0.5; 0.1]$

Введите значение производительности этого источника в дв.ед./с, если скорость передачи символов $V=100$ бод.

F: $(-p_1 \log(p_1, 2) - (1-p_1) \log((1-p_1), 2)) \cdot 100$

D: 0.1

$p_1=0.1$

A: 47

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-24P

Тесты по теме 10.3. «Теоремы Шеннона»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

ТЕСТЫ С ПАРАМЕТРАМИ.

I:P:L1

UID: 24.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: На выходе канала связи действуют гармонический сигнал с амплитудой $U_m = [U_m; 10; 50; 10]$ мВ; и белый шум со спектральной плотностью энергии $G_0 = [G_0; 1; 5; 1]$ мВ²/Гц, прошедшие через канал связи с полосой пропускания 100 Гц.

Введите значение пропускной способности данного канала связи в дв. ед./с.

F: $100 \cdot \log((1 + U_m \cdot U_m / G_0 / 200), 2)$

D: 0.1

$U_m=20$

$G_0=2$

A: 100

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-25P

Тесты по теме 11.2. «Блочный двоичный код»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

ТЕСТЫ С ПАРАМЕТРАМИ.

I:P:L1

UID: 25.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Информационная комбинация систематического блочного двоичного кода (7, 3) имеет вид « $a_1 a_2 a_3$ », где:

$a_1 = [a_1; 0; 1; 1]$

$$a_2 = [\$a_2 ; 0; 1; 1]$$

$$a_3 = [\$a_3 ; 0; 1; 1]$$

Введите значение проверочного символа a_4 , если он формируется по правилу:

$$a_4 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3$$

F: mod2(a_1 , a_2 , a_3)

D: 0.1

$\$a_1 = 1$

$\$a_2 = 1$

$\$a_3 = 1$

A: 1

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-26Р.

Тесты по теме 1.4. «Дискретизация сигналов во времени»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

ТЕСТЫ С ПАРАМЕТРАМИ.

I:P:L1

UID: 26.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Задана максимальная частота в спектре непрерывного сигнала:

$$F_m = [\$F_m ; 1000; 10000; 1000] \text{ Гц.}$$

Введите значение интервала дискретизации в мс.

F: $1000/(2* \$F_m)$

D: 0.1

$\$F_m$: 2000

A: 0.25

I:P:L1

UID: 26.2

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Задана максимальная частота в спектре непрерывного сигнала

$$\omega_m = [\$\omega_m ; 3140; 31400; 3140] \text{ рад/с.}$$

Введите значение интервала дискретизации в мс.

F: $3140/(\$ \omega_m)$

D: 0.1

$\$ \omega_m$: 12560

A: 0.25

I:P:L1

UID: 26.3

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Задана максимальная частота в спектре непрерывного сигнала

$$F_m = [\$F_m ; 1000; 10000; 1000] \text{ Гц.}$$

Введите значение частоты дискретизации в рад/с.

F: $12.56 * \$F_m$

D: 0.1

$\$F_m$: 2000

A: 25120

I:P:L1

UID:26.4

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Задан интервал дискретизации $T=[\$T; 1; 10; 1]$ мс непрерывного сигнала.

Введите значение максимальной частоты в спектре непрерывного сигнала в рад/с.

F: $3140 / \$T$

D: 0.1

$\$T$: 2

A: 1570

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-27P

Тесты по теме 6.2. «Преимущества и недостатки ИКМ»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

ТЕСТЫ С ПАРАМЕТРАМИ.

I:P:L1

UID: 27.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Шаг квантования равен $u=[\$u; 3; 10; 1]$ мВ. Введите значение дисперсии шума квантования в мВ².

F: $\$u * \$u / 12$

D: 0.1

$\$u$:3

A: 0.75

I:P:L1

UID: 27.2

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Максимальное значение однополярного непрерывного сигнала равно $U_m=[\$U_m; 30; 10; 60]$ мВ. Введите значение дисперсии шума квантования в мВ², если количество уровней квантования $L=[\$L; 32; 64; 32]$.

F: $\$U_m * \$U_m / 12 / (\$L - 1) / (\$L - 1)$

D: 0.1

$\$U_m$:30

$\$L$:64

A: 0.0189

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-28P

Тесты по теме 11.3. «Циклический код»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

ТЕСТЫ С ПАРАМЕТРАМИ.

I:P:L1

UID: 28.1

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Двоичный полином, соответствующий информационной комбинации циклического кода (4.3), имеет вид:

$$A(z)=z^2+ a_1z+ a_0$$

$$a_1 = [\$a_1; 0; 1; 1]$$

$$a_0 = [\$a_0 ; 0; 1; 1]$$

Порождающий полином имеет вид: $P(z)=z+1$. Введите полную комбинацию циклического кода в виде двоичной комбинации (пример: 1110).

F: $1000+\text{mod}2(1, \$a_1)*100+\text{mod}2(\$a_1, \$a_0)*10 +\a_0

D: 0.1

$\$a_1=1$

$\$a_0=1$

A: 1001

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.

TEST-29P

Тесты по теме 12.1. «Способы разделения каналов»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

ТЕСТЫ С ПАРАМЕТРАМИ.

I:P:L1

UID: 29.1

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Полоса частот, отводимая на один канал при ЧРК равна $F=[\$F ; 2; 5; 1]$ кГц.

Защитный промежуток по частоте равен 1кГц. Введите полосу частот в кГц, которую занимают $N = [\$N ; 5; 10; 1]$ каналов.

F: $(\$F+1)*\$N+1$

D: 0.001

$\$F=5$

$\$N=8$

A: 49

М Т У С И

Дисциплина: Теория Электрической связи.
TEST-30P
Тесты по теме 12.1. «Способы разделения каналов»

Автор : Сухоруков Александр Сергеевич

ТЕСТЫ С ПАРАМЕТРАМИ.

I:P:L1

UID: 30.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Полоса частот аналоговых сигналов, передаваемых по всем каналам в системе связи с ВРК равна $F=[\$F; 1; 5; 1]$ кГц. Длительность сигнальных импульсов в системе связи с ВРК равна 1/6 (мкс), период следования 1/3 (мкс). Введите максимальное число каналов, которые могут работать при таких условиях.

F: 1500/\$F

D: 0.01

\$ F =5

A: 300

1.1.1. Наименование помехи, которая перемножается с сигналом:

* мультипликативная; # аддитивная; # комбинированная ;

1.1.2. Наименование помехи, которая суммируется с сигналом:

* аддитивная; # мультипликативная; # комбинированная ;

1.1.3. Сигнал, непрерывно изменяющийся и по аргументу и по значению,

* аналоговый; # дискретно-аналоговый; # аналого-дискретный; # цифровой

1.1.4. Структурная схема передатчика системы связи содержит блоки:

* Источник сообщения, кодер, модулятор, генератор переносчика, выходное устройство.

Источник сообщения, кодер, модулятор, генератор переносчика, демодулятор.

Источник сообщения, декодер, модулятор, генератор переносчика, выходное устройство.

Источник сообщения, кодер, демодулятор, генератор переносчика, выходное устройство.

Источник сообщения, кодек, модулятор, генератор переносчика, выходное устройство.

1.1.5. Структурная схема приемника системы связи содержит блоки:

* Входное устройство, демодулятор, декодер, получатель сообщения.

Выходное устройство, модулятор, декодер, получатель сообщения.

Входное устройство, демодулятор, кодер, получатель сообщения.

Входное устройство, демодулятор, кодек, получатель сообщения.

Входное устройство, модем, декодер, получатель сообщения.

1.1.6. Сигнал, изменяющийся дискретно и по аргументу и по значению,

* цифровой; # дискретно-аналоговый; # аналого-дискретный; # аналоговый

1.1.7. Периодические сигналы

* $s(t + T) = s(t)$; * $s(t) = U \sin(2\pi t / T)$; # $s(t) = at$; # $s(t) = sh(2\pi t / T)$; # $s(t) = a / t$

1.1.8. Шумы и помехи в канале связи представляют собой ____ процессы.

* случайные; # полезные; # детерминированные; # регулярные

1.1.9. Сигналы, значения которых можно предсказать с вероятностью 1:

* детерминированные; # квазидетерминированные; # случайные; # шумовые

1.1.10. Сигналы, значения которых нельзя предсказать точно:

* стохастические; # детерминированные; # неслучайные; # достоверные

1.1.11. Модулятор и демодулятор образуют:

* модем; # кодер; # декодер; # кодек; # источник сообщения.

1.1.12. Спектральная плотность мощности белого шума -

* равномерная; # периодическая; # непостоянная; # импульсная

1.1.13. Кодер и декодер образуют:

* кодек; # модулятор; # демодулятор; # модем; # источник сообщения.

1.1.14. Операцию детектирования осуществляет:

* детектор; # модулятор; # кодер; # декодер; # фильтр.

1.1.15. Аналитическое выражение для сигнала АМ следующее:

$$* u(t) = U_m [1 + M_a a(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0); \quad \# u(t) = U_m \cos[\omega_0 t + k \int_0^t a(\tau) d\tau + \varphi_0];$$

$$\# u(t) = U_m \cos[\omega_0 t + ka(t) + \varphi_0]; \quad \# u(t) = ka(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

1.1.16. Взаимосвязь между шириной спектра Δf и центральной частотой f_0 узкополосного сигнала

$$* \Delta f \ll f_0; \# \Delta f = f_0; \# \Delta f > f_0; \# \Delta f \gg f_0;$$

1.1.17. Значения случайного процесса некоррелированы, если они _____

* независимы; # нелинейны; # зависимы; # ненаблюдаемы; # неоднозначны.

1.1.18. Дисперсии складываются при сложении _____ случайных процессов

* независимых; # одинаковых; # зависимых; # произвольных; # равнозначных.

1.1.19. Случайный сигнал стационарен, если его статистические характеристики не зависят _____

* от начального момента времени; # от его предыстории; # от его значений в текущий момент; # от его значений в будущем

1.1.20. Случайный сигнал стационарен в широком смысле, если от начального момента времени не зависят его моменты _____

* первого и второго порядков; # произвольного порядка; # центральные; # начальные

1.1.21. Эргодический случайный сигнал является _____ случайным процессом

* стационарным; # нестационарным; # детерминированным; # неинформативным

1.1.22. Функция плотности вероятностей гауссовского сигнала

$$* \exp(-x^2 / 2D) / \sqrt{2\pi D}; \# x \exp(-x^2 / 2D) / D; \# a \exp(-ax); \# \lambda^k \exp(-\lambda) / k!$$

1.1.23. Функция плотности вероятностей пуассоновского сигнала

$$* \lambda^k \exp(-\lambda) / k!; \# \exp(-x^2 / 2D) / \sqrt{2\pi D}; \# x \exp(-x^2 / 2D) / D; \# a \exp(-ax)$$

1.1.24. Одномерные законы распределения вероятностей дискретных случайных сигналов

$$* p(k) = \lambda^k \exp(-\lambda) / k!; \# p(q) = C_n^q p^q (1-p)^{n-q}; \# a \exp(-ax); \# \exp(-x^2 / 2D) / \sqrt{2\pi D}; \# x \exp(-x^2 / 2D) / D$$

1.1.25. Одномерные функции плотности вероятностей непрерывных случайных сигналов

$$* \exp(-x^2 / 2D) / \sqrt{2\pi D}; \# x \exp(-x^2 / 2D) / D; \# p(q) = C_n^q p^q (1-p)^{n-q}; \# p(k) = \lambda^k \exp(-\lambda) / k!;$$

1.2.1. Метрическое пространство сигналов – это множество сигналов, для которого подходящим образом определено _____.

* расстояние; # разбиение; # отношение; # соответствие.

1.2.2. Евклидова норма вектора (3,3,3,3)

$$* 6; \# 1; \# 2; \# 3$$

1.2.3. Множество векторов $\{\vec{x}_k, k = \overline{1, n}\}$, обладающее свойством: $\vec{x}_i = \sum_{k=1}^n a_k \vec{x}_k$, образует _____ пространство

* линейное; # полное; # параметрическое; # метрическое

1.2.4. Базисные вектора $\{\vec{u}_k, k = \overline{1, n}\}$ Евклидова пространства линейно-независимы, если равенство: $\sum_{k=1}^n a_k \vec{x}_k = 0$, справедливо только при всех a_k , равных:

* 0; # 1; # ∞ ; # -1.

1.2.5. Евклидова норма вектора (2, 2, 2, 2)

* 4; # 1; # 2; # 1/2

1.2.6. Линейное n -мерное пространство с базисом $\{\vec{u}_k, k = \overline{1, n}\}$ имеет _____ разложение вида: $\vec{x}_i = \sum_{k=1}^n a_k \vec{u}_k$,

* единственное; # произвольное; # ограниченное; # $(n+1)$;

1.2.7. Евклидова норма вектора (1, 1, 1, 1)

* 2; # 1; # 4; # 1/2

1.2.8. Гильбертова норма сигнала $x(t) = 1, t \in T$,

* $T^{0.5}$; # T ; # T^2 ; # 1

1.2.9. Евклидово расстояние между векторами: (2, 2, 2, 2) и (1, 1, 1, 1)

* 2; # 1/2; # 3; # 1

1.2.10. Гильбертово расстояние между сигналами $x(t) = 1$ и $y(t) = 2, t \in T$,

* $T^{0.5}$; # 1; # T^2 ; # T

1.2.11. По аналогии с 3-х мерным физическим пространством, элементы n -мерного линейного представляют собой

* векторы; * точки; # линии; # кривые; # функции

1.2.12. В линейном пространстве система линейно-независимых векторов образует

* базис; # базу; # основу; # фундамент

1.2.13. Аналогом длины вектора в линейном пространстве сигналов служит _____

* норма; # база; # метрика; # линия

1.2.14. Скалярное произведение векторов (1, 1, 1, 1, 1, 1) и (1, -1, 1, -1, 1, -1) равно:

* 0; # 1; # 2; # 4; # 6

1.2.15. Условие квадратичной интегрируемости сигнала $x(t)$

* $\int x^2(t)dt < \infty$; # $[\int x(t)dt]^2 < \infty$; # $\int x(t^2)dt < \infty$; # $\int x(t)dt^2 < \infty$

1.2.16. Скалярное произведение векторов $\vec{x}$ и $\vec{y}$ Евклидова пространства

* $\sum_{k=1}^n x_k y_k$; # $\int x_k y_k dk$; # $\int x(t)y(t)dt$; # $\max_k |x_k \cdot y_k|$

1.2.17. Скалярное произведение векторов $\vec{x}$ и $\vec{y}$ Гильбертова пространства

$$* \int x(t)y(t)dt; \# \int x_k y_k dk; \# \sum_{k=1}^n x_k y_k; \# \max_t |x(t) \cdot y(t)|$$

1.2.18. Норма вектора $\vec{x}$ Евклидова пространства

$$* [\sum_{k=1}^n x_k^2]^{1/2}; \# \sum_{k=1}^n |x_k|; \# \max_k |x_k|; \# \min_k |x_k|$$

1.2.19. Норма вектора $\vec{x}$ Гильбертова пространства

$$* [\int x^2(t)dt]^{1/2}; \# \int |x(t)| dt; \# \sup_t |x(t)|; \# \min_t x(t)$$

1.2.20. Расстояние между векторами $\vec{x}$ и $\vec{y}$ Евклидова пространства

$$* [\sum_{k=1}^n |x_k - y_k|^2]^{1/2}; \# \sum_{k=1}^n |x_k - y_k|; \# \max_k |x_k - y_k|; \# \sum_{k=1}^n x_k - \sum_{k=1}^n y_k$$

1.2.21. Расстояние между векторами $\vec{x}$ и $\vec{y}$ Гильбертова пространства

$$* [\int (x(t) - y(t))^2 dt]^{1/2}; \# \int |x(t) - y(t)| dt; \# \sup_t |x(t) - y(t)|; \# \int x(t)dt - \int y(t)dt$$

1.2.22. Условие ортогональности векторов Евклидова пространства

$$* \sum_{k=1}^n x_k y_k = 0; \# \sum_{k=1}^n |x_k - y_k| = 0; \# \max_k |x_k - y_k| = 0; \# \sum_{k=1}^n x_k - \sum_{k=1}^n y_k = 0$$

1.2.23. Условие ортогональности векторов Гильбертова пространства

$$* \int x(t)y(t)dt = 0; \# \int |x(t) - y(t)| dt = 0; \# \sup_t |x(t) - y(t)| = 0; \# \int x(t)dt - \int y(t)dt = 0$$

1.3.1. Сигнал представлен коэффициентами $c_k = 1/k, k = 1, 2, 3, \dots$, ортонормального ряда Фурье. Энергия первого слагаемого равна:

$$* 1; \# 1.5; \# 2; \# 0; \# 3$$

1.3.2. Сигнал с энергией $E=2$ представлен коэффициентами $c_k = 1/k, k = 1, 2, 3, \dots$, ортонормального ряда Фурье. Энергия погрешности приближения сигнала двумя членами ряда

$$* 0.75; \# 1.5; \# 0.5; \# 0$$

1.3.3. Непрерывный сигнал представлен ортонормальным рядом Фурье с коэффициентами: $c_k = 1/k, k = 1, 2, 3, \dots$. Энергия первого члена ряда равна:

$$* 1; \# 1.5; \# 0; \# 3; \# 2$$

1.3.4. Непрерывный сигнал представлен ортонормальным рядом Фурье с коэффициентами: $c_k = 1/k, k = 1, 2, 3, \dots$. Энергия 2-х первых членов ряда

$$* 1.25; \# 1.5; \# 0; \# 1; \# 2$$

1.3.5. Непрерывный сигнал представлен ортонормальным рядом Фурье с коэффициентами: $c_k = k, k = 0, 1, 2, \dots$. Энергия 3-х первых членов ряда

$$* 5; \# 4; \# 3; \# 2$$

1.3.6. Соответствие между параметрами и их наименованием в представлении сигнала тригонометрическим рядом Фурье: $s(t) = A_0 + \sum_k A_k \cos(2\pi k B / C - D_k)$:

* A_0 – *постоянная составляющая;

* A_k – *амплитуда гармоники;

* B - *время;

* C - * период;

* D_k – * начальная фаза

1.3.7. Импульсный сигнал $s(t) = 1, -0.5\tau \leq t \leq 0.5\tau$, периодически продолжается во времени с периодом T . Постоянная составляющая сигнала равна

* $2\tau/T$; # τ/T ; # T/τ ; # $T/2\tau$

1.3.8. Импульсный сигнал $s(t) = \cos(\omega t), -0.5\pi/\omega \leq t \leq 0.5\pi/\omega$, периодически продолжается во времени с периодом T . Постоянная составляющая сигнала равна

* $4/\omega T$; # $2/\omega T$; # ωT ; # $\omega T/2$

1.3.9. Импульсный сигнал $s(t) = 1, -0.5\tau \leq t \leq 0.5\tau$, периодически продолжается во времени с периодом $T = 2\tau$. Амплитуда первой гармоники сигнала равна

* $2/\pi$; # $1/\tau$; # $2/\tau$; # $1/2\pi$; # 2π

1.3.10. Модуль спектральной плотности амплитуд сигнала: $S(f) = A, 0 < f < 1\text{Гц}$; . Ширина спектра сигнала:

* 1 Гц; # 2 Гц; # 1 кГц; # 2 кГц; # A Гц .

1.3.11. Непериодический сигнал: $s(t) = A \exp(-t), t \geq 0$. Длительность сигнала, определяемая по методу эквивалентного прямоугольника

* 1; # $1/e$; # $\ln 2$; # $2e$

1.3.12. Непериодический сигнал: $s(t) = 2 \exp(-t), t \geq 0$. Длительность сигнала, определяемая по методу эквивалентного прямоугольника

* 1; # $1/e$; # $\ln 2$; # $2e$

1.3.13. Непериодический сигнал: $s(t) = A \exp(-2t), t \geq 0$. Длительность сигнала, определяемая по методу эквивалентного прямоугольника

* 0.5; # $1/e$; # $\ln 2$; # $2e$; # A

1.3.14. Непериодический сигнал: $s(t) = A \exp(-4t), t \geq 0$. Длительность сигнала, определяемая по методу эквивалентного прямоугольника

* 0.25; # $1/e$; # 1; # $2e$; # A

1.3.15. Непериодический сигнал: $s(t) = A \exp(-t/2), t \geq 0$. Длительность сигнала, определяемая по методу эквивалентного прямоугольника

* 2; # $1/2$; # $\ln 2$; # $2e$; # A

1.3.16. Непериодический сигнал: $s(t) = A \exp(-at), t \geq 0$. Длительность сигнала, определяемая по методу эквивалентного прямоугольника

* $1/a$; # $2/a$; # Aa ; # $a/2$; # A/a

1.3.17. Базисные функции комплексной формы ряда Фурье

* $\{\exp(jk\omega_0 t)\}$; # $\{\exp(jk\omega_0 t) + \exp(-jk\omega_0 t)\}$; # $\{\exp(jk\omega_0 t) - \exp(-jk\omega_0 t)\}$; # $\{\exp(-jk\omega_0 t)\}$

1.3.18. Спектральная плотность амплитуд непериодического сигнала $s(t) = \exp(-|t|)$ равна:

$$* 2/(1+\omega^2); \# 1/(1+\omega^2); \# 1/\omega^2; \# 1/(2+\omega^2); \# 1/t;$$

1.3.19. Базисные функции ряда Котельникова

$$* \left\{ \frac{\sin \omega_{\max}(t - kT)}{\omega_{\max}(t - kT)} \right\}; \# \left\{ \frac{\sin(n+1)(\pi/T)}{(n+1) \sin(\pi/T)} \right\}; \# \{e^{j(t-kT)}\}; \# \{t^k\}$$

1.3.20. Спектральная плотность амплитуд непериодического сигнала $s(t) = 1, -1 \leq t \leq 1$, равна:

$$* 2\sin(\omega)/\omega; \# \sin(\omega)/\omega; \# \cos(\omega)/\omega; \# \sin^2(\omega)/\omega^2$$

1.3.21. Спектральная плотность амплитуд сигнала: $S(j\omega) = 2A \sin(0.5\omega T)$. Ширина спектра в герцах, для которой эта функция первый раз обращается в ноль, равна

$$* 1/T; \# 2/T; \# 3/T; \# \pi/T; \# 2\pi$$

1.3.22. Для выбранного базиса ортогональных функций $\{\varphi_k(t), k = 0, 1, 2, \dots\}$, обобщенный ряд Фурье определяется соотношением

$$* \sum_{k=0}^{\infty} c_k \varphi_k(t); \# \sum_{k=0}^{\infty} c^k \varphi_k(t); \# \sum_{k=0}^{\infty} t_k \varphi_k(t); \# \sum_{k=0}^{\infty} k \varphi_k(t)$$

1.3.23. Для выбранного базиса ортонормальных функций $\{\varphi_k(t), k = 0, 1, 2, \dots\}$, коэффициенты разложения сигнала $s(t)$ в обобщенный ряд Фурье определяются по соотношению

$$* \int s(t) \varphi_k(t) dt; \# \int s(t) / \varphi_k(t) dt; \# \max_t |s(t) \varphi_k(t)|; \# \left[\int s^2(t) \varphi_k(t) dt \right]^{1/2}$$

5.1.1. На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f)=1; 0 < f < F$; поступает белый шум с постоянной спектральной плотностью мощности G_0 . Мощность шума на выходе канала связи

$$* FG_0; \# G_0; \# 2FG_0; \# 2\pi F; \# \pi G_0/F$$

5.1.2. На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f)=2; 0 < f < F$; поступает белый шум с постоянной спектральной плотностью мощности G_0 . Дисперсия шума на выходе канала связи

$$* 4FG_0; \# FG_0; \# 2FG_0; \# 2\pi F; \# \pi G_0/F$$

5.1.3. На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f)=0.1; 0 < f < F$; поступает белый шум с постоянной спектральной плотностью мощности G_0 . Дисперсия шума на выходе канала связи

$$* 0.01FG_0; \# FG_0; \# 2FG_0; \# 2\pi G_0 F; \# \pi G_0/F$$

5.1.4. Соответствие входного и выходного сигналов непрерывного канала связи

$$* \text{аналоговый} - \text{аналоговый}; \# \text{аналоговый} - \text{дискретный}; \# \text{дискретный} - \text{аналоговый}$$

5.1.5. Канал связи, для которого справедлив принцип суперпозиции и не происходит обогащение спектра отклика по сравнению со спектром воздействия,

$$* \text{линейный}; \# \text{линейно-параметрический}; \# \text{нелинейный}; \# \text{нелинейно-параметрический}$$

5.1.6. Канал связи, для которого справедлив принцип суперпозиции и происходит обогащение спектра отклика по сравнению со спектром воздействия,

* линейно-параметрический; # линейный; # нелинейный; # нелинейно-параметрический

5.1.7. Канал связи, для которого не справедлив принцип суперпозиции и происходит обогащение спектра отклика по сравнению со спектром воздействия,

* нелинейный; # линейно-параметрический; # линейный; # нелинейно-параметрический

5.1.8. Канал связи, в котором действует аддитивная помеха типа «белого шума» с нормальным законом распределения мгновенных значений,

* гауссовский; # релеевский; # райсовский; # марковский

5.1.9. На вход канала связи, в котором действует шум с мощностью $10 (B^2)$, поступает сигнал с мощностью $100 (B^2)$. Отношение сигнал шум в канале

* 10 дБ; # 20 дБ; # 1 дБ; # 100 дБ; # 0 дБ

5.1.10. На вход канала связи, в котором действует шум с мощностью $1 (B^2)$, поступает сигнал с мощностью $1 (B^2)$. Отношение сигнал шум в канале

* 0 дБ; # 20 дБ; # 1 дБ; # 100 дБ; # 10 дБ

5.1.11. На вход канала связи, в котором действует шум с мощностью $0.1 (B^2)$, поступает сигнал с мощностью $100 (B^2)$. Отношение сигнал шум в канале

* 30 дБ; # 20 дБ; # 1 дБ; # 10 дБ; # 0 дБ

5.1.12. В аддитивном канале связи дисперсии сигнала и шума складываются, если сигнал и шум _____ случайные процессы

* независимые; # равноправные; # произвольные; # одинаковые

5.1.13. В аддитивном канале связи и сигнал и шум гауссовские случайные процессы. Отклик канала связи является

* гауссовским; # релеевским; # райсовским; # марковским

5.1.14. В аддитивном канале связи и сигнал и шум независимые случайные процессы с дисперсиями $19 (B^2)$ и $6 (B^2)$. Дисперсия отклика канала связи

* 25; # 13; # 19; # 6; # 5

5.1.15. В системе электросвязи помеха, перемножаемая с сигналом, является

* мультипликативной; # аддитивной; # переходной; # анимационной

5.1.16. На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f)=0,4$; $0 < f < F$; поступает сигнал со спектральной плотностью мощности: $G(f) = 1/[1 + (f/F)^2]$, $f \geq 0$. Мощность сигнала на выходе канала связи

* $0.04\pi F$; # $4\pi F$; # F ; # $2\pi F$; # πF

5.1.17. Селективные замирания сигнала вызываются изменением в канале связи

* коэффициента передачи; # аддитивного шума; # чувствительности приемника

5.1.18. На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f)=f/F$; $0 < f < F$; поступает белый шум с постоянной спектральной плотностью мощности G_0 . Дисперсия шума на выходе канала связи

* $G_0 F/3$; # $F G_0/5$; # $2 F G_0$; # $\pi G_0 F^2/2$; # $\pi G_0/F$

5.1.19. Связь выхода и входа непрерывного канала связи определяется соотношением: $A(t) = B(t) \cdot V[t; C(t)] + D(t)$. Соответствие между сигналами и их наименованиями

* $A(t)$ - отклик канала; * $B(t)$ - мультипликативная помеха; * $V(t)$ - полезная составляющая отклика; * $C(t)$ - входное воздействие; * $D(t)$ - аддитивная помеха

5.1.20 На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f)=[f/F]^2$; $0 < f < F$; поступает белый шум с постоянной спектральной плотностью мощности G_0 . Дисперсия шума на выходе канала связи

* $G_0 F/5$; # $F G_0/3$; # $2 F G_0$; # $\pi G_0 F/3$; # $\pi G_0/F$

5.1.21. На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f)=2$; $0 < f < F$; поступает сигнал со спектральной плотностью мощности: $G(f) = 1/[1 + (f/F)^2]$, $f \geq 0$. Мощность сигнала на выходе канала связи

* πF ; # $F/2$; # F ; # $2\pi F$; # $4\pi/F$

5.1.22. На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f)=4$; $0 < f < F$; поступает сигнал со спектральной плотностью мощности: $G(f) = 1/[1 + (f/F)^2]$, $f \geq 0$. Мощность сигнала на выходе канала связи

* $4\pi F$; # $F/2$; # F ; # $2\pi F$; # πF

5.1.23 На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f) = 2/\sqrt{1 + (f/F)^2}$, $f \geq 0$, поступает белый шум с постоянной спектральной плотностью мощности G_0 . Дисперсия шума на выходе канала связи

* $2\pi F G_0$; # $F G_0$; # $2 F G_0$; # $2\pi F$; # $\pi G_0/F$

5.1.24. На вход канала связи с единичной АЧХ в полосе частот $[0; F]$ поступает сигнал со спектральной плотностью мощности: $G(f) = 1/[1 + (f/F)^2]$, $f \geq 0$. Мощность сигнала на выходе канала связи

* $\pi F/4$; # $F/2$; # F ; # $2\pi F$; # $4\pi/F$

5.1.25. На вход канала связи с коэффициентом передачи $K(f) = 1/\sqrt{1 + (f/F)^2}$, $f \geq 0$, поступает белый шум с постоянной спектральной плотностью мощности G_0 . Дисперсия шума на выходе канала связи

* $\pi F G_0/2$; # $F G_0$; # $2 F G_0$; # $2\pi F$; # $\pi G_0/F$

5.1.26. Двоичный источник вырабатывает равновероятные символы. Двоичный ДКС характеризуется матрицей переходных вероятностей с элементами: $p(0|0) = 0.5$, $p(1|0) = 0.5$, $p(0|1) = 0.3$, $p(1|1) = 0.7$. Средняя вероятность ошибки

* 0.4; # 0.3; # 0.45; # 0.6

5.1.27. Двоичный источник вырабатывает равновероятные символы. Двоичный ДКС характеризуется матрицей переходных вероятностей с элементами: $p(0|0) = 0.8$, $p(1|0) = 0.2$, $p(0|1) = 0.4$, $p(1|1) = 0.6$. Средняя вероятность ошибки

* 0.3; # 0.25; # 0.4; # 0.1

5.1.28. Двоичный источник вырабатывает равновероятные символы. Двоичный ДКС характеризуется матрицей переходных вероятностей с элементами: $p(0|0) = 0.8$, $p(1|0) = 0.2$, $p(0|1) = 0.3$, $p(1|1) = 0.7$. Средняя вероятность ошибки

* 0.25; # 0.3; # 0.45; # 0.1

5.1.29. Двоичный источник вырабатывает равновероятные символы. Двоичный ДКС характеризуется матрицей переходных вероятностей с элементами: $p(0|0) = 0.6$, $p(1|0) = 0.4$, $p(0|1) = 0.3$, $p(1|1) = 0.7$. Средняя вероятность ошибки

* 0.35; # 0.2; # 0.45; # 0.1

5.1.30. В двоичном симметричном ДКС: $p(1|0) = p(0|1) = p$; $p(0) = 0.5$. Средняя вероятность ошибки

* p ; # 0.5; # $0.5p$; # $2p$

1.4.1. Спектр непрерывной функции, которая полностью определяется своими отсчетами, взятыми в моменты времени kT , $T=1/2F_m$:

* не содержит частот выше F_m ;

содержит частоты выше F_m ;

бесконечный;

не содержит частот меньше F_m ;

1.4.2. Интервал дискретизации по теореме Котельникова для сигнала, спектр которого ограничен частотой F_m , равен:

* $\frac{1}{2F_m}$; # $1/F_m$; # F_m ; # $2/F_m$; # $2F_m$

1.4.3. Интервал дискретизации по теореме Котельникова для сигнала, спектр которого ограничен частотой ω_m , равен :

* $\frac{\pi}{\omega_m}$; # $\frac{1}{\omega_m}$; # $\frac{\pi}{2\omega_m}$; # $\frac{2\pi}{\omega_m}$;

1.4.4. Интервал дискретизации, если спектр сигнала ограничен частотой 500 Гц, равен :

* 1мс; # 2мс; # 500 мс; # 1000 Гц; # 500 Гц.

1.4.5. Интервал дискретизации, если спектр сигнала ограничен частотой 3140 рад/с равен:

* 1 мс; # 2 мс; # 0.5 мс; # 1570 рад/с;

1.4.6. Фамилия автора теоремы, в соответствии с которой осуществляется дискретизация функции по времени:

* Котельников; # Винер; # Шеннон; # Фурье; # Лаплас.

1.4.7. Интервал дискретизации, если частота дискретизации 100 Гц, равен :

* 10мс; # 20 мс; # 100 мс; # 50 Гц; # 10Гц.

1.4.8. Частота дискретизации, если интервал дискретизации 1мс, равна:

* 1000 Гц; # 500 Гц; # 250 Гц; # 125 Гц;

1.4.9. Спектр сигнала, для которого интервал дискретизации равен 10мс, ограничен частотой :

* 50 Гц; # 100 Гц; # 10мс; # 50 мс; # 50 рад/с;

1.4.10. В соответствии с теоремой Котельникова осуществляется _____ непрерывной функции.

* дискретизация; # квантование; # усиление; # ослабление;

1.4.11. Для определения интервала дискретизации по теореме Котельникова должна быть задана _____ спектра функции.

* ширина; # высота; # длительность; # полнота;

1.4.12. Сигнал описывается функцией времени $u(t)=\cos 2\pi t$. Отсчеты сигнала, взятые в соответствии с теоремой Котельникова в моменты времени $t=0.5k$, $k=0,1,2$, равны, соответственно:

* 1; -1; 1; # 1; 0; 1; # 1; 1; 1; # 0; 1; 0;

1.4.13. Сигнал описывается функцией времени $u(t)=\cos\pi t$. Отсчеты сигнала, взятые в соответствии с теоремой Котельникова в моменты времени $t=0.5k$, $k=0,1,2$, равны, соответственно:

* 1; 0; -1; # 1; 0; 0; # 1; 1; 1; # 0; 1; 0;

1.4.14. По теореме Котельникова отсчеты функции берутся с частотой, которую называют частотой _____.

* дискретизации; # квантования; # усиления; # гармоники;

1.4.15. Ряд Котельникова для непрерывной функции с заданной точностью может быть представлен в виде:

$$* \quad x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT) \frac{\sin \omega_m(t-kT)}{\omega_m(t-kT)}; \quad \# \quad x(t) = x(kT) \frac{\sin \omega_m(t-kT)}{\omega_m(t-kT)};$$

$$\# \quad x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(t) \frac{\sin \omega_m(t-kT)}{\omega_m(t-kT)}; \quad \# \quad x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT) \frac{\sin \omega_m t}{\omega_m t};$$

1.4.16. Для восстановления исходной непрерывной функции по ее отсчетам необходимо подать эти отсчеты на вход:

* идеального ФНЧ;

ФНЧ;

резонансного контура;

RC фильтра;

1.4.17. Спектр сигнала ограничен частотой 1000 Гц. Интервал дискретизации в мкс и частота дискретизации в р/с, соответственно, равны:

* 500 мкс; 12560 рад/с; # 1000 мкс; 2000 рад/с;

500 мкс; 6280 рад/с; # 1000 мкс; 12560 рад/с;

1.4.18. Спектр сигнала ограничен частотой 6280 рад/с. Интервал дискретизации в мкс и частота дискретизации в кГц, соответственно, равны:

* 500 мкс; 2 кГц; # 1000 мкс; 2 кГц;

500 мкс; 6280 рад/с; # 1000 мкс; 12560 рад/с;

1.4.19. Для восстановления непрерывной функции из отсчетов используется _____ ФНЧ.

* идеальный; # реальный; # RC; # хороший;

1.4.20. Интервал дискретизации (слева) соответствует ширине спектра сигнала (справа):

* 1мс; 0.5 кГц;

* 1с; 0.5 Гц;

* 5 мс; 100 Гц;

* 2мкс; 250 кГц;

1.7.1. Непрерывный гармонический сигнал имеет вид $u(t)=\cos 2\pi \cdot 10^3 t$. Интервал дискретизации по теореме Котельникова и первые три отсчета, начиная с момента $t=0$, соответственно, равны:

* 0.5 мс; 1; -1; 1; # 0.5 мс; 0; 1; 0;

1мс; 1; -1; 1; # 0.5 мс; 1; 0; 1; # 1 мс; 0; -1; 1;

1.7.2. Непрерывный гармонический сигнал имеет вид $u(t)=\cos 2\pi \cdot 10^4 t$.

Максимальная частота в спектре этого сигнала и первые три отсчета, начиная с момента $t=0$, соответственно, равны

* 10^4 Гц; 1; -1; 1; # 10 кГц; 1; 0; 1; # 10^4 Гц; 1; 1; 1;

10^4 рад/с; 1; -1; 1;

1.7.3. Ширине спектра функции (слева) соответствует интервал дискретизации (справа):

| | |
|------------|------------|
| * 0.1 кГц; | * 5 мс; |
| * 1 мГц; | * 0.5 мкс; |
| * 5 Гц; | * 0.1 с; |
| * 0.25 Гц; | * 2с ; |

1.7.4. Ширине спектра функции (слева) соответствует частота дискретизации (справа):

| | |
|--------------|------------------------------|
| * 0.1 кГц; | * 0.2 кГц ; |
| * 1 мГц; | * $12.56 \cdot 10^6$ рад/с ; |
| * 31,4 р/с ; | * 10 Гц ; |
| * 0.25 Гц; | * 3.14 рад/с ; |

1.7.5. Ширине спектра функции, дискретизированной в соответствии с теоремой Котельникова (слева), соответствует полоса пропускания идеального ФНЧ (справа) :

| | |
|--------------|-----------------------------|
| * 0.1 кГц; | * 0.1 кГц ; |
| * 1 мГц; | * $6.28 \cdot 10^6$ рад/с ; |
| * 31,4 р/с ; | * 5 Гц ; |
| * 0.25 Гц; | * 1.57 рад/с ; |

1.7.6. Порядок следования символов в формуле, определяющей интервал дискретизации по теореме Котельникова:

* T; * =; * 1; * /; * $2F_B$; # 3; # ^; # +;

1.7.7. Порядок следования символов в формуле, определяющей интервал дискретизации по теореме Котельникова:

* T; * =; * π ; * /; * ω_B ; # 3; # ^; # +;

1.7.8. Порядок следования символов в формуле, определяющей частоту дискретизации по теореме Котельникова:

* ω_d ; * =; * 4; * π ; * F_B ; # 2; # -; # +;

1.7.9. Порядок следования символов в разложении функции в ряд Котельникова:

* $x(t)$; * =; * $\sum_{-\infty}^{\infty}$; * $x(kT)$; * $\frac{\sin \omega_B(t - kT)}{\omega_B(t - kT)}$;
$\cos \omega_B(t - kT)$; # e^x ; # +;

1.7.10. Непрерывный гармонический сигнал имеет вид $u(t) = 0.5 \cos 2\pi \cdot 10^4 t$. Интервал дискретизации по теореме Котельникова и первые три отсчета, начиная с момента $t=0$, соответственно, равны _____ мс, _____, _____, _____:

* 0.05 мс; 0.5; -0.5; 0.5;

1.7.11. Амплитудный спектр непрерывного сигнала имеет вид:

$$S(\omega) = \exp(-2\omega/\alpha); \omega > 0;$$

Частота дискретизации равна 2α . Относительная среднеквадратическая погрешность дискретизации данного сигнала в соответствии с теоремой Котельникова равна:

* e^{-4} ; # e^{-2} ; # $\alpha \cdot e^{-2}/3.14$; # $0.5 \cdot e^{-3}$; # $0.5\alpha \cdot e$;

1.7.12. Порядок следования символов в формуле, определяющей среднеквадратическую погрешность дискретизации функции по теореме Котельникова:

$$* \varepsilon^2; * \frac{1}{\pi}; * =; * \int_{\omega_0}^{\infty}; * |S(\omega)|^2; * d\omega; \# S(\omega); \# dt; \# +;$$

1.7.13. На вход идеального ФНЧ подаются импульсы-отсчеты.

Порядок следования импульсов на выходе ИФНЧ:

$$\begin{aligned} &* x(0) \sin \omega_0 t / \omega_0 t; \\ &* x(T) \sin \omega_0 (t-T) / \omega_0 (t-T); \\ &* x(2T) \sin \omega_0 (t-2T) / \omega_0 (t-2T); \\ &* x(3T) \sin \omega_0 (t-3T) / \omega_0 (t-3T); \\ &* x(4T) \sin \omega_0 (t-4T) / \omega_0 (t-4T); \end{aligned}$$

1.7.14. На вход RC фильтра нижних частот подаются импульсы-отсчеты. Порядок следования импульсов на выходе ФНЧ:

$$\begin{aligned} &* x(0) \exp (-t/RC); \\ &* x(T) \exp [-(t-T)/RC]; \\ &* x(2T) \exp [-(t-2T)/RC]; \\ &* x(3T) \exp [-(t-3T)/RC]; \\ &* x(4T) \exp [-(t-4T)/RC]; \end{aligned}$$

1.7.15. Амплитудный спектр непрерывного сигнала имеет вид:

$$S(\omega) = \exp(-\omega/\alpha); \omega < 100 \text{ рад/с};$$

Погрешность дискретизации данного сигнала в соответствии с теоремой Котельникова равна нулю, если частота дискретизации:

$$\begin{aligned} &* \text{больше или равна } 200 \text{ рад/с}; \quad \# \text{ равна } 100 \text{ рад/с}; \quad \# \text{ бесконечно} \\ &\text{мала}; \quad \# \text{ равна } 50 \text{ рад/с}; \end{aligned}$$

1.7.16. Амплитудный спектр непрерывного сигнала имеет вид:

$$S(\omega) = \exp(-\omega/\alpha); \omega > 0;$$

Погрешность дискретизации данного сигнала в соответствии с теоремой Котельникова равна нулю, если частота дискретизации:

$$\begin{aligned} &* \text{бесконечно велика}; \quad \# \text{ равна } \alpha; \quad \# \text{ бесконечно мала}; \quad \# \\ &\text{равна } 2\alpha; \end{aligned}$$

1.7.17. Амплитудный спектр непрерывного сигнала имеет вид:

$$S(\omega) = \exp(-\omega/\alpha); \omega < 50 \text{ рад/с};$$

Погрешность дискретизации данного сигнала в соответствии с теоремой Котельникова равна нулю, если частота дискретизации:

$$\begin{aligned} &* \text{больше или равна } 100 \text{ рад/с}; \quad \# \text{ больше } 50 \text{ рад/с}; \\ &\# \text{ бесконечно велика}; \quad \# \text{ равна } 50 \text{ рад/с}; \end{aligned}$$

1.7.18. Теорема Котельникова справедлива точно для сигнала:

$$\begin{aligned} &* \text{с финитным спектром}; \\ &\# \text{ с бесконечным спектром}; \\ &\# \text{ с дискретным спектром}; \\ &\# \text{ с неограниченным спектром}; \end{aligned}$$

1.7.19. Частота дискретизации равна:

$$\begin{aligned} &* \text{удвоенной ширине спектра сигнала}; \\ &\# \text{ ширине спектра сигнала}; \\ &\# \text{ половине ширины спектра сигнала}; \\ &\# \text{ интервалу дискретизации}; \end{aligned}$$

1.7.20. Частота дискретизации по теореме Котельникова равна 1 кГц. Ширина спектра сигнала равна:

$$* 0.5 \text{ кГц}; \quad \# 1 \text{ кГц}; \quad \# 2 \text{ кГц}; \quad \# 1 \text{ мс};$$

1.7.21. Частота дискретизации по теореме Котельникова равна 6280 р/с. Ширина спектра сигнала равна:

* 0.5 кГц; # 1 кГц; # 2 кГц; # 1 мс;

1.7.22. Интервал дискретизации по теореме Котельникова равен 1 мс. Ширина спектра сигнала равна :

* 0.5 кГц; # 1 кГц; # 2 кГц; # 1 мс;

1.7.23. Интервал дискретизации по теореме Котельникова равен 0.5 мс. Ширина спектра сигнала равна :

* 6280 рад/с ; # 6280 кГц; # 2 кГц; # 1 мс;

1.7.24. Сигнал описывается функцией времени $u(t)=\cos 2\pi t$. Соответствие отсчетов (справа) моментам времени (слева):

| | |
|---------|-------|
| * 0 ; | * 1 ; |
| * 0.5 ; | * -1; |
| * 1; | * 1; |
| * 3; | * 1; |
| | # 0 ; |
| | # 0; |

1.7.25. Сигнал описывается функцией времени $u(t)=2\cos 2\pi t$. Отсчеты берутся в моменты времени $t=0.5k$; $k=0,1,2,3,4$. Порядок следования отсчетов:

* 2 ; *-2 ; * 2 ; *-2; * 2;

1.5.1. Процесс называется детерминированным, если:

- * его можно предсказать абсолютно точно;
- # его значения предсказать абсолютно точно невозможно;
- # он неизвестен получателю;
- # его параметры неизвестны;

1.5.2. Процесс называется случайным, если:

- * его значения предсказать абсолютно точно невозможно;
- # его можно предсказать абсолютно точно;
- # он гармонический;
- # это единичный импульс;

1.5.3. Среднее значение случайного процесса обозначается следующим образом:

* m_1 ; # M_2 ; # m_2 ; # σ^2 ;

1.5.4. Дисперсия случайного процесса обозначается следующим образом:

* M_2 ; * σ^2 ; # m_1 ; # m_2 ;

1.5.5. Дисперсия случайного процесса - это:

- * средняя мощность переменной составляющей случайного процесса;
- # постоянная составляющая случайного процесса;
- # переменная составляющая случайного процесса;
- # мощность постоянной составляющей случайного процесса;

1.5.6. Нормальная функция плотности вероятности дана выражением:

$$* W(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-m_1)^2}{2\sigma^2}\right); \quad \# W(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-m_1)}{2\sigma^2}\right);$$

$$\# W(x) = \exp\left(-\frac{(x-m_1)}{2\sigma^2}\right); \quad \# W(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-m_1)^3}{2\sigma^2}\right);$$

1.5.7. Дисперсия случайного процесса - это средняя _____

переменной составляющей случайного процесса :

* мощность ; # амплитуда; # фаза; # частота;

1.5.8. Среднее значение случайного процесса - это _____

составляющая случайного процесса :

* постоянная ; # мощность ; # амплитудная; # переменная; # частотная;

1.5.9. Второй начальный момент распределения - это полная средняя

_____ случайного процесса :

* мощность ; # амплитуда; # фаза; # частота; # дисперсия;

1.5.10. Площадь, ограниченная графиком $W(x)$ и осью x , равна _____:

* 1 ; # 0; # 2; # -1; # ∞ ;

1.5.11. Одномерная ФРВ характеризует вероятность того, что случайный процесс принимает значения :

* $x < x_0$; # $x = x_0$; # $x > x_0$; # $x < \infty$; # $x > \infty$;

1.5.12. Нормальная функция плотности вероятности, имеющая среднее значение 2 и дисперсию 1 дана выражением:

$$* W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-2)^2}{2}\right); \quad \# W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-2)}{2}\right);$$

$$\# W(x) = \exp\left(-\frac{(x-m_1)}{2\sigma^2}\right); \quad \# W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-2)^3}{2}\right);$$

1.5.13. Порядок следования символов в формуле связывающей, числовые характеристики случайного процесса:

* σ^2 ; * =; * m_2 ; * - ; * m_1^2 ; # m_2^2 ; # m_1 ; # σ ;

1.5.14. Соответствие среднего значения и дисперсии (справа) нормальной ФПВ (слева):

$$* W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-10)^2}{2}\right); \quad * 10, 1;$$

$$* W(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-4)^2}{8}\right); \quad * 4, 4;$$

$$* W(x) = \frac{1}{3\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x+2)^2}{18}\right); \quad * -2, 9;$$

$$* W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right); \quad * 0, 1;$$

1.5.15. Соответствие нормальной ФПВ (справа) среднему значению и дисперсии (слева):

$$* 110, 1; \quad * W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-110)^2}{2}\right);$$

$$* 14, 4; \quad * W(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-14)^2}{8}\right);$$

$$* -22, 9; \quad * W(x) = \frac{1}{3\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x+22)^2}{18}\right);$$

$$* 0, 1; \quad * W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right);$$

1.5.16. Соответствие значения аргумента (справа) значению нормальной ФРВ (слева):

$$\begin{array}{ll} * F(.) = 0; & * -\infty; \\ * F(.) = 0.5; & * 0; \\ * F(.) = 1; & * \infty; \end{array}$$

1.5.17. Вероятность того, что нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$* W(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{8}\right); \quad ;$$

принимает значения больше 0, равна:

$$* 0.5; \# 1; \# 0; \# \infty; \# -\infty;$$

1.5.18. Вероятность того, что нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$* W(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-4)^2}{8}\right); \quad ;$$

принимает значения больше ∞ , равна :

$$* 0; \# 1; \# 0.5; \# \infty; \# -\infty;$$

1.5.19. Порядок следования символов в формуле гауссовского распределения :

$$\begin{array}{llll} * W(x); & * =; & * \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}; & * \exp; \quad * [; \quad * -; \\ * \frac{(x-m_1)^2}{2\sigma^2}; & *] ; & & \end{array}$$

1.5.20. Порядок следования символов в формуле релеевского распределения :

$$\begin{array}{llll} * W(x); & * =; & * \frac{x}{\sigma^2}; & * \exp; \quad * (; \quad * -; \\ * \frac{x^2}{2\sigma^2}; & *) ; & & \end{array}$$

1.5.21. Порядок следования символов в формуле равномерного распределения :

$$\begin{array}{llll} * W(x); & * =; & * \frac{1}{A}; & * \text{при}; \quad * |x|; \quad * <; \\ & * A/2; & & \end{array}$$

1.5.22. Порядок следования символов в формуле, выражающей условие нормировки

:

$$* \int_{-\infty}^{\infty}; \quad * W(x); \quad * dx; \quad * =; \quad * 1;$$

1.5.23. Порядок следования символов в формуле, определяющей среднее значение:

$$* m_1; * =; * \int_{-\infty}^{\infty}; * x; * W(x); * dx;$$

1.5.24. Порядок следования символов в формуле, определяющей второй начальный момент:

$$* m_2; * =; * \int_{-\infty}^{\infty}; * x^2; * W(x); * dx;$$

1.5.25. Порядок следования символов в формуле, определяющей дисперсию:

$$* \sigma^2; * =; * \int_{-\infty}^{\infty}; * (x - m_1)^2; * W(x); * dx;$$

1.5.26. Вероятность того, что нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$* W(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-A)^2}{8}\right); ;$$

принимает значения больше A, равна:

* 0.5; # 1; # 0; # ∞ ; # $-\infty$;

1.5.27. Вероятность того, что нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$W(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-2)^2}{8}\right); ;$$

принимает значения меньше 2, равна:

* 0.5; # 1; # 0; # ∞ ; # $-\infty$;

1.5.28. Вероятность того, что нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$W(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-2)^2}{8}\right); ;$$

принимает значения больше 2, равна:

* 0.5; # 1; # 0; # ∞ ; # $-\infty$;

1.5.29. Вероятность того, что случайный процесс, имеющий ФПВ вида:

$$W(x)=1/4; \text{ при } |x|<2$$

принимает значения меньше -1, равна :

* 0.25; # 0.5; # 1; # 0; # -1;

1.5.30. Порядок следования символов в формуле, определяющей вероятность того, что $x > A$:

$$* p(x>A); * =; * \int_A^{\infty}; * W(x); * dx; \# 1; \# x;$$

1.5.31. Порядок следования символов в формуле, выражающей связь ФРВ и ФПВ:

$$* F(x); * =; * \int_{-\infty}^x; * W(x); * dx; \# d/dx; \# x;$$

1.5.32. Порядок следования символов в формуле, выражающей связь ФПВ и ФРВ:

$$* W(x); * =; * \frac{d}{dx}; * F(x); \# \int_{-\infty}^x; ; \# x;$$

1.5.33. ФРВ случайного процесса равна:

$$F(x)=ax; \text{ при } 0 < x < 0.5;$$

ФПВ имеет вид:

* $W(x)=2$; при $0 < x < 0.5$; # $W(x)=1$; при $0 < x < 0.5$;
$W(x)=1$; при $0 < x < 1$; # * $W(x)=4$; при $0 < x < 0.5$;

1.5.34. ФПВ случайного процесса равна:

$W(x)=a$; при $0 < x < 0.25$; $W(x)=0$; при $x < 0$; $x > 0.25$;

ФРВ имеет вид:

* $F(x)=4x$; при $0 < x < 0.25$; # $F(x)=4x$; при $0 < x < 0.5$;

$F(x)=2x$; при $0 < x < 0.5$; # $F(x)=x$; при $0 < x < 1$;

1.5.35. Вероятность того, что нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$W(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{8}\right); \quad ;$$

принимает значения от $-\infty$ до 0 , равна:

* 0.5 ; # 1 ; # 0 ; # ∞ ; # $-\infty$;

1.5.36. Функция плотности вероятности случайного процесса

имеет вид:

$$W(x) = h; \text{ при } |x| < 2;$$

$$W(x) = 0; \text{ при } |x| > 2;$$

Параметр h равен :

* 0.25 ; # 0.5 ; # 1 ; # 0 ; # -1 ;

1.5.37. Функция плотности вероятности случайного процесса

имеет вид:

$$W(x) = h; \text{ при } |x| < 5;$$

$$W(x) = 0; \text{ при } |x| > 5;$$

Параметр h равен :

* 0.1 ; # 5 ; # 0.5 ; # 10 ; # 1 ;

1.5.38. Дана нормальная функция плотности вероятности:

$$* W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-10)^2}{2}\right); \quad ;$$

Среднее значение процесса равно :

* 10 ; # 0.5 ; # 1 ; # 0 ; # -10 ;

1.5.39. Дана нормальная функция плотности вероятности:

$$* W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x-10)^2}{2}\right); \quad ;$$

Дисперсия процесса равна:

* 1 ; # 2 ; # 10 ; # 0 ; # -10 ;

1.5.40. Функция плотности вероятности случайного процесса

имеет вид:

$$W(x) = h; \text{ при } |x| < 2;$$

$$W(x) = 0; \text{ при } |x| > 2;$$

Среднее значение процесса равно:

* 0 ; # 0.5 ; # 1 ; # 2 ; # h ;

1.5.41. Среднее значение случайного процесса определяется выражением:

$$*m_1 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt; \quad \# m_2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^2(t) dt;$$

$$\# \sigma^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [x(t) - m_1]^2 dt; \quad \# m_3 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^3(t) dt;$$

1.5.42. Дисперсия случайного процесса определяется выражением:

$$* \sigma^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [x(t) - m_1]^2 dt; \quad \# m_2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^2(t) dt;$$

$$\# m_1 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt; \quad \# m_3 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^3(t) dt;$$

1.5.43. Соответствие названия символу:

- * M_2 ; * дисперсия;
- * m_1 ; * среднее значение;
- * m_2 ; * второй начальный момент ;
- # коэффициент гармоник;
- # коэффициент усиления;

1.5.44. Полная средняя мощность случайного процесса определяется выражением:

$$* m_2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^2(t) dt; \quad \# \sigma^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [x(t) - m_1]^2 dt;$$

$$\# m_1 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt; \quad \# m_3 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^3(t) dt;$$

1.6.1. Корреляционная функция обозначается следующим образом:

$$* B(t_1, t_2); \quad * B(t_1 - t_2); \quad * B(\tau); \quad \# B(\omega);$$

1.6.2. Корреляционная функция характеризует:

- * степень статистической связи двух значений случайного процесса;
- # среднее значение процесса;
- # амплитуду процесса;

1.6.3. Энергетический спектр случайного процесса - это:

- * зависимость энергии составляющих процесса от частоты;
- # зависимость энергии составляющих процесса от времени;
- # зависимость фазы составляющих процесса от частоты;
- # зависимость амплитуды составляющих процесса от частоты;

1.6.4. Корреляционная функция и энергетический спектр случайного процесса связаны преобразованием:

$$* \text{Винера-Хинчина}; \quad \# \text{Фурье}; \quad \# \text{Лопиталья}; \quad \# \text{Тейлора};$$

1.6.5. Ширина энергетического спектра и интервал корреляции случайного процесса:

- * обратно пропорциональны друг другу;

- # прямо пропорциональны друг другу;
- # независимы;

1.6.6. Спектральная плотность белого шума на единичном сопротивлении равна 2 Вт/Гц. Дисперсия белого шума в полосе частот 628р/с равна:
 *200 Вт; # 100 Вт; # 628 Вт ; # 1256 Вт; # 2 Вт ;

1.6.7. Соответствие мощности белого шума в полосе частот 628р/с (справа) спектральной плотности белого шума на единичном сопротивлении (слева):
 *3 Вт/Гц; *300Вт.;
 *15 Вт/Гц; * 1500 Вт;
 *0,11 Вт/Гц; * 11 Вт;

1.6.8. Дисперсия белого шума в полосе частот 628р/с равна 1000 Вт. Спектральная плотность белого шума на единичном сопротивлении равна _____ Вт/Гц:
 *10;

1.6.9. Спектральная плотность белого шума – это мощность шума, приходящаяся на полосу частот:

* 1 Гц; # 1 Вт ; # 1 с; # 1 мс ;

1.6.10. Спектральная плотность белого шума на единичном сопротивлении равна 2 Вт/Гц. Полоса частот, в которой дисперсия белого шума равна 1000 Вт, составляет :

*3140 рад/с; # 100 Гц ; #3140 Гц ; # 1000 Гц ;

1.6.11. Корреляционная функция случайного процесса равна:

$$B(\tau)=5*\exp(-4 \tau)$$

Дисперсия процесса на единичном сопротивлении равна :

*5 Вт; # 4 Вт; # 1 Вт; # 0 Вт; # 20 Вт;

1.6.12. Корреляционная функция случайного процесса равна:

$$B(\tau)=16*\exp(-2 \tau)$$

Средняя мощность процесса на единичном сопротивлении равна:

*16; # 2 Вт; # 1 Вт; # 0 Вт; # 32 Вт;

1.6.13. Корреляционная функция случайного процесса при $\tau=0$ - это _____ процесса :

* дисперсия; * средняя мощность переменной составляющей;

1.6.14. Интервал корреляции случайного процесса _____ пропорционален ширине энергетического спектра:

* обратно; # прямо;

1.6.15. Энергетический спектр случайного процесса – это зависимость энергии составляющих процесса от:

* частоты; # времени; # фазы; # амплитуды; # напряжения;

1.6.16. Интервал корреляции можно определить как интервал времени, в течение которого корреляционная функция:

$$B(\tau)=24*\sin 6.28\tau/6.28\tau;$$

изменяется от максимального значения до 0. Интервал корреляции для данной функции $B(\tau)$ равен:

* 0.5 с ; # 1 с ; # 0 ; # 0.1 с ; # 2 с ;

1.6.17. Интервал корреляции можно определить как интервал времени, в течение которого корреляционная функция:

$$B(\tau)=4*\sin 628\tau/628\tau;$$

изменяется от максимального значения до 0. Интервал корреляции для данной функции $B(\tau)$ равен :

* 0.005 с ; # 0.5 с ; # 0 ; # 0.05 с ; # 1 с ;

1.6.18. Интервал корреляции уменьшился в 3 раза. Следовательно, ширина энергетического спектра этого процесса :

- * увеличилась в 3 раза; # уменьшилась в 3 раза;
- # увеличилась в 9 раз; # уменьшилась в 9 раз;

1.6.19. Интервал корреляции уменьшился в 4 раза. Следовательно, ширина энергетического спектра этого процесса :

- * увеличилась в 4 раза; # уменьшилась в 4 раза;
- # увеличилась в 16 раз; # уменьшилась в 16 раз;

1.6.20. Интервал корреляции увеличился в 2 раза. Следовательно, ширина энергетического спектра этого процесса :

- * уменьшилась в 2 раза; # увеличилась в 2 раза;
- # увеличилась в 4 раза; # уменьшилась в 4 раза;

1.6.21. Постоянная составляющая процесса x равна 2. Процесс $y=2x$. Среднее значение процесса y равно:

- * 4; # 2; # 0; # 1;

1.6.22. Среднее значение процесса x равно 1. Процесс $y=2x-1$. Постоянная составляющая процесса y равна ____.

- * 1; # 2; # 0; # 1;

1.6.23. Дисперсия процесса x равна 2, а среднее значение равно 0. Процесс $y=2x$. Дисперсия процесса y равна :

- * 8; # 2; # 0; # 1;

1.6.24. Средняя мощность переменной составляющей процесса x равна 3, а среднее значение равно 0. Процесс $y=2x$. Дисперсия процесса y равна:

- * 12; # 6; # 0; # 18;

1.6.25. На входе линейной цепи действует нормальный случайный процесс. Процесс на выходе этой цепи :

- * нормальный; # не нормальный; # детерминированный;
- # равен 0;

1.6.26. Нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$* W(x) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{8}\right); ;$$

подвергается нелинейному преобразованию $y=x^2$. ФПВ процесса y имеет вид:

$$* W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y}{8}\right); \quad \# W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y^2}{8}\right);$$

$$\# W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y^3}{8}\right); \quad \# W(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y}{2}\right);$$

1.6.27. Нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$* W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right); ;$$

подвергается нелинейному преобразованию $y=|x|$. ФПВ процесса y имеет вид:

$$* \quad W(y) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) ; y > 0;$$

$$\# \quad W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y^2}{8}\right) ;$$

$$\# \quad W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y^3}{8}\right) ; \quad \# \quad W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y}{2}\right) ;$$

1.6.28. Нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$* \quad W(x) = \frac{1}{3\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{18}\right) ; ;$$

подвергается преобразованию $y=x+1$. ФПВ процесса y имеет вид:

$$* \quad W(y) = \frac{1}{3\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(y-1)^2}{18}\right) ; \quad \# \quad W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{8}\right) ;$$

$$\# \quad W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^3}{8}\right) ; \quad \# \quad W(y) = \frac{1}{3\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y}{2}\right) ;$$

1.6.29. Нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$* \quad W(x) = \frac{1}{4\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{32}\right) ; ;$$

подвергается преобразованию $y=2x$. ФПВ процесса y имеет вид:

$$* \quad W(y) = \frac{1}{8\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{128}\right) ; \quad \# \quad W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{8}\right) ;$$

$$\# \quad W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y^3}{8}\right) ; \quad \# \quad W(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y}{2}\right) ;$$

1.6.30. Нормальный случайный процесс, имеющий ФПВ вида :

$$* \quad W(x) = \frac{1}{10\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{200}\right) ; ;$$

подвергается преобразованию $y=2x+2$. ФПВ процесса y имеет вид:

$$* \quad W(y) = \frac{1}{20\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(y-2)^2}{800}\right) ; \quad \# \quad W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y^2}{8}\right) ;$$

$$\# \quad W(y) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y^3}{8}\right) ; \quad \# \quad W(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi y}} \exp\left(-\frac{y}{2}\right) ;$$

2.1.1. Заданную таблично или графически, нелинейную характеристику можно представить аналитически посредством:

* аппроксимации; # дискретизации; # ортогонализации; # модуляции.

2.1.2. ВАХ аппроксимирована соотношением: $i = a_1 u + a_2 u^2$. Ток измеряется в амперах (А), напряжение в вольтах (В). Размерность коэффициента a_1 :

* A/B # A # A^2/B^2 # A^2/B

2.1.3. Аппроксимация, при которой нелинейная характеристика представляется степенным рядом:

* полиномиальная; # трансцендентная; # кусочно-линейная; # экспоненциальная

2.1.4. Аппроксимация, при которой нелинейная характеристика представляется отрезками прямых:

* кусочно-линейная; # полиномиальная; # трансцендентная; # кусочно-постоянная;

2.1.5. Точность полиномиальной аппроксимации при увеличении степени полинома:

* увеличивается; # уменьшается; # не изменяется; # равна нулю

2.1.6. ВАХ аппроксимирована соотношением: $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2$. Ток измеряется в амперах (А), напряжение в вольтах (В). Размерность коэффициента a_0

* А # A^2 # A^2/B^2 # A^2/B

2.1.7. ВАХ аппроксимирована соотношением: $i = a_0 + a_1 u$, и определена двумя координатами $(u_1; i_1) = (0; 0)$; $(u_2; i_2) = (2; 2)$. Коэффициенты полинома равны

* 0; 1 # 0; 1,5 # 2; 2 # 0; 0 # 1; 1.

2.1.8. Вольт-амперная характеристика (ВАХ) задана в виде: $i = a_1 u + a_3 u^3$, и определена двумя координатами $(u_1; i_1) = (1; 2,5)$; $(u_2; i_2) = (2; 2)$. Коэффициенты полинома равны

* 3; -0,5 # -2; 1,5 # 2,5; 3 # 0,5; 3 # 2; -0,5

2.1.9. ВАХ аппроксимирована соотношением: $i = a_0 + a_1 u$, и определена двумя координатами $(u_1; i_1) = (0; 1)$; $(u_2; i_2) = (2; 2)$. Коэффициенты полинома равны

* 1; 0,5 # 0; 1,5 # 0; 1 # 2; 3 # 1; 1.

2.1.10. Аппроксимация двумя отрезками прямых преимущественно применяется для анализа работы нелинейной цепи (НЦ) в режиме ____ амплитуд

* больших; # малых; # любых

2.1.11. Степенная аппроксимация преимущественно применяется для анализа работы нелинейной цепи (НЦ) в режиме ____ амплитуд

* малых; # больших; # любых

2.1.12. ВАХ аппроксимирована соотношением: $i=0, u < U_0$; $i=2+u, u > U_0$. Напряжение отсечки U_0 и крутизна линейного участка S равны

* -2; 1 # 2; 1 # 1; -1 # 2; 2

2.1.13. ВАХ аппроксимирована соотношением: $i = a_0 + a_1 u$, и определена двумя координатами $(u_1; i_1) = (0; 2)$; $(u_2; i_2) = (2; 2)$. Коэффициенты полинома равны

* 2; 0 # 0; 1,5 # 0; 1 # 0; 0 # 2; 2.

2.1.14. ВАХ аппроксимирована соотношением: $i = a_0 + a_1 u$, и определена двумя координатами $(u_1; i_1) = (0; 3)$; $(u_2; i_2) = (2; 6)$. Коэффициенты полинома равны

* 3; 1,5 # 0; 1,5 # 3; 3 # 0; 0 # 1; 3.

2.1.15. ВАХ аппроксимирована соотношением: $i = a_0 + a_1 u^2$, и определена двумя координатами $(u_1; i_1) = (0; 3)$; $(u_2; i_2) = (1; 6)$. Коэффициенты полинома равны

* 3; 3 # 0; 1,5 # 1; 3 # 2; 1 # 1; 1.

2.2.1. При полиномиальной аппроксимации характеристики нелинейной безынерционной цепи применим спектральный анализ по методу:

* кратных дуг; # угла отсечки; # трех ординат; # пяти ординат

2.2.2. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = u + 0,5u^3$, воздействует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда первой гармоники отклика равна:

* 5; # 3; # 2; # 4

2.2.3. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = u + 0.5u^3$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда третьей гармоники отклика равна:

* 1; # 3; # 2; # 4

2.2.4. Отклик нелинейной безынерционной цепи на гармоническое воздействие содержит составляющие на частотах _____ частоте воздействия:

* кратных; # не кратных; # комбинированных; # относительных

2.2.5. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 1 + u + 0.5u^2$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда второй гармоники отклика равна:

* 1; # 3; # 2; # 4

2.2.6. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 1 + u + 0.5u^2$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда постоянной составляющей отклика равна:

* 2; # 3; # 1; # 4

2.2.7. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 2 + u + 0.5u^2$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда постоянной составляющей отклика равна:

* 3; # 1; # 2; # 4

2.2.8. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = a_0 + a_3u^3$, действует гармоническое колебание. Спектр отклика содержит составляющих всего:

* три; # две; # одну; # четыре

2.2.9. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = a_0 + a_2u^2$, действует гармоническое колебание. Амплитуда первой гармоники отклика равна:

* 0; # 1; # 2; # 1/2

2.2.10. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 4u^3$, действует гармоническое колебание. Амплитуда второй гармоники отклика равна:

* 0; # 3; # 2; # 1

2.2.11. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 1 + 2u^2$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos 2\pi 10^3 t$. Постоянная составляющая отклика равна:

* 5; # 1; # 0; # 3

2.2.12. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 2 + u + 0.5u^2$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда второй гармоники отклика равна:

* 1; # 3; # 2; # 4

2.2.13. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = u^3$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда первой гармоники отклика равна:

* 6; # 3; # 2; # 1

2.2.14. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = u^3$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда третьей гармоники отклика равна:

* 2; # 3; # 6; # 1

2.2.15. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = a_1 u + a_3 u^3$, действует гармоническое колебание. Частота входного колебания 2 кГц. Спектр выходного тока содержит частоты:

* 2 кГц и 6 кГц; # 0 кГц и 2 кГц; # 2 кГц и 4 кГц; # 1 кГц и 3 кГц;

2.2.16. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = a_1 u + a_3 u^3$, действует гармоническое колебание. Частота входного колебания 5 кГц. Спектр выходного тока содержит частоты:

* 5 кГц и 15 кГц; # 0 кГц и 5 кГц; # 5 кГц и 10 кГц; # 1 кГц и 3 кГц;

2.2.17. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 2 + u + u^3$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда постоянной составляющей отклика равна:

* 2; # 1; # 3; # 4

2.2.18. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 2 + u + u^3$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда первой гармоники отклика равна:

* 8; # 2; # 6; # 4

2.2.18. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 2 + u + u^3$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда третьей гармоники отклика равна:

* 2; # 6; # 8; # 4

2.2.19. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 3 + u + u^2$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда постоянной составляющей отклика равна:

* 5; # 2; # 1; # 4

2.2.20. На нелинейную цепь, ВАХ которой аппроксимирована полиномом: $i = 3 + u + u^2$, действует гармоническое колебание $u(t) = 2 \cos \omega t$. Амплитуда второй гармоники отклика равна:

* 2; # 5; # 1; # 4

2.3.1. При аппроксимации характеристики нелинейной безынерционной цепи двумя отрезками прямых применим спектральный анализ по методу:

* угла отсечки; # кратных дуг; # трех ординат; # пяти ординат

2.3.2. На входе нелинейной цепи действует напряжение: $u(t) = 0.2 + 0.8 \cos \omega t$ (В). Напряжение отсечки 0.6 (В). Угол отсечки равен:

* 60° ; # 50° ; # 30° ; # 80°

2.3.3. Крутизна линейного участка ВАХ 25 мА/В. Значение коэффициента Берга $\gamma_0(60^\circ) = 0.109$. Входное напряжение: $u(t) = 0.2 + 0.8 \cos \omega t$ (В). Постоянная составляющая тока отклика:

* 2.18 мА; # 1.09 мА; # 2 мА; # 2.4 мА

2.3.4. Крутизна линейного участка ВАХ 25 мА/В. Значение функции Берга $\gamma_1(60^\circ) = 0.196$. Входное напряжение: $u(t) = 0.2 + 0.8 \cos \omega t$ (В). Амплитуда первой гармоники тока отклика:

* 3.92 мА; # 2.09 мА; # 2.5 мА; # 4 мА

2.3.5. На входе нелинейной цепи действует напряжение: $u(t) = 0.2 + 0.8 \cos \omega t$ (В). Напряжение отсечки $E_0 = -0.6$ (В). Угол отсечки равен:

* 180° ; # 50° ; # 30° ; # 80°

2.3.6. На входе нелинейной цепи действует напряжение: $u(t) = 0.2 + 0.8 \cos \omega t$ (В). Напряжение отсечки 0.2 (В). Угол отсечки равен:

* 90° ; # 50° ; # 30° ; # 80°

2.3.7. При поддержании постоянным максимального значения тока отклика цепи с кусочно-линейной ВАХ, амплитуда 2-ой гармоники отклика максимальна при угле отсечки

* 60° ; # 180° ; # 90° ; # 150°

2.3.8. При поддержании постоянным максимального значения тока отклика цепи с кусочно-линейной ВАХ, амплитуда 3-ой гармоники отклика максимальна при угле отсечки

* 40° ; # 60° ; # 90° ; # 50°

2.3.9. При поддержании постоянным максимального значения тока отклика цепи с кусочно-линейной ВАХ, амплитуда 4-ой гармоники отклика максимальна при угле отсечки

* 30° ; # 45° ; # 90° ; # 60°

2.3.10. При постоянной амплитуде гармонического воздействия на цепь с кусочно-линейной ВАХ, амплитуда 2-ой гармоники отклика максимальна при угле отсечки

* 90° ; # 40° ; # 80° ; # 60°

2.3.11. При постоянной амплитуде гармонического воздействия на цепь с кусочно-линейной ВАХ, амплитуда 3-ой гармоники отклика максимальна при угле отсечки

* 60° ; # 40° ; # 80° ; # 90°

2.3.12. При постоянной амплитуде гармонического воздействия на цепь с кусочно-линейной ВАХ, амплитуда 4-ой гармоники отклика максимальна при угле отсечки

* 45° ; # 30° ; # 90° ; # 60°

2.3.13. На выходе нелинейного элемента ток протекает в течение 1/2 части периода. Угол отсечки равен:

* 90° ; # 45° ; # 30° ; # 60°

2.3.14. На выходе нелинейного элемента ток протекает в течение 1/8 части периода. Угол отсечки равен:

* $22,5^\circ$; # 45° ; # 30° ; # 60°

2.3.15. На выходе нелинейного элемента ток протекает в течение $1/6$ части периода. Угол отсечки равен:

* 30^0 ; # 90^0 ; # 45^0 ; # 60^0

2.3.16. На выходе нелинейного элемента ток протекает в течение $1/4$ части периода. Угол отсечки равен:

* 45^0 ; # 90^0 ; # 30^0 ; # 60^0

2.3.17. Напряжение смещения равно напряжению отсечки. При увеличении амплитуды гармонического воздействия на цепь с кусочно-линейной ВАХ, угол отсечки равен:

* 90^0 ; # 0^0 ; # 60^0 ; # 180^0

2.3.18. Оптимальный угол отсечки для n -ой гармоники отклика цепи при постоянной амплитуде гармонического воздействия :

* $180/n$; # $120/n$; # $90/n$; # $150/n$

2.3.19. Соответствие буквы и её наименования в формуле входного сигнала нелинейной цепи: $A(B) = C + D \cos EB$

* мгновенное напряжение - A ; * время - B ; * напряжение смещения - C ; * амплитуда сигнала - D ; * частота - E

2.3.20. Соответствие буквы и её наименования в формуле метода угла отсечки: $A = \arccos[(B - C) / D]$

* угол отсечки - A ; * напряжение отсечки - B ; * напряжение смещения - C ; * амплитуда сигнала - D ;

2.3.21. Оптимальный угол отсечки для n -ой гармоники отклика цепи при поддержании постоянным максимального значения тока отклика :

* $120/n$; # $180/n$; # $90/n$; # $150/n$

2.3.22. Напряжение смещения - E , напряжение отсечки - E_0 , амплитуда гармонического воздействия на НБЦ с кусочно-линейной ВАХ - U_m . Косинус угла отсечки равен:

* $(E-E_0)/U_m$; # $(E-U_m)/E_0$; # $(U_m-E_0)/E$; # $(E-E_0)$.

2.4.1. Амплитуды спектра тока отклика НБЦ при использовании метода трех ординат

* (I_0, I_1, I_2) ; # (I_1, I_2, I_3) ; # (I_0, I_2, I_4) ; # (I_1, I_3, I_5)

2.4.2. Амплитуды спектра тока отклика НБЦ при использовании метода пяти ординат

* $(I_0, I_1, I_2, I_3, I_4)$; # $(I_1, I_2, I_3, I_4, I_5)$; # $(I_0, I_2, I_4, I_6, I_8)$; # $(I_1, I_3, I_5, I_7, I_9)$

2.4.3. Количество гармонических составляющих в спектре тока отклика нелинейной цепи при использовании метода трех ординат

* 2; # 0; # 1; # 3

2.4.4. Количество гармонических составляющих в спектре тока отклика нелинейной цепи при использовании метода пяти ординат

* 4; # 2; # 5; # 3

2.4.5. При использовании метода трех ординат получены значения токов ВАХ: $i_{min}=4$ мА, $i_0=10$ мА, $i_{max}=20$ мА. Амплитуда первой гармоники тока

* 8 мА; # 1 мА; # 11 мА; # 4 мА

2.4.6. Постоянная составляющая тока, определяемая по методу трех ординат

$$* (i_{\max} + i_{\min} + 2i_0)/4; \# (i_0 + i_{\min} + 2i_{\max})/4; \# (i_{\max} + i_0 + 2i_{\min})/4; \# (i_{\max} - i_{\min} - 2i_0)/4$$

2.4.7. Амплитуда первой гармоники тока, определяемая по методу трех ординат

$$* (i_{\max} - i_{\min})/2; \# (i_{\min} + 2i_{\max})/3; \# (i_{\max} + i_{\min})/2; \# (i_{\max} - i_{\min} + i_0)/3$$

2.4.8. При использовании метода трех ординат получены значения токов ВАХ: $i_{\min}=2$ мА, $i_0=4$ мА, $i_{\max}=6$ мА. Постоянная составляющая тока

$$* 4 \text{ мА}; \# 3 \text{ мА}; \# 5 \text{ мА}; \# 2 \text{ мА}$$

2.4.9. Амплитуда второй гармоники тока, определяемая по методу трех ординат

$$* (i_{\max} + i_{\min} - 2i_0)/4; \# (i_0 + i_{\min} + 2i_{\max})/4; \# (i_{\max} + i_0 + 2i_{\min})/4; \# (i_{\max} - i_{\min} - 2i_0)/4$$

2.4.10. При использовании метода трех ординат получены значения токов ВАХ: $i_{\min}=0$ мА, $i_0=10$ мА, $i_{\max}=20$ мА. Амплитуда первой гармоники тока

$$* 10 \text{ мА}; \# 1 \text{ мА}; \# 20 \text{ мА}; \# 0 \text{ мА}$$

2.5.1. Бигармоническое колебание имеет вид:

$$* U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t; \# U_1 t^2 + U_2 \cos \omega_2 t; \# U_1 \cos \omega_1 t + U_2 t; \# U_1 t + U_2 t;$$

2.5.2. Колебание $u(t) = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t$ действует на нелинейную цепь с ВАХ $i = au^2$. Спектр тока содержит всего _____ составляющих.

$$* 5; \# 4; \# 6; \# 3;$$

2.5.3. На цепь с ВАХ $i = a_0 + a_1 u$ действует бигармоническое колебание. Количество комбинационных частот в спектре тока:

$$* 0; \# 1; \# 2; \# 3$$

2.5.4. В случае одновременного действия на нелинейную цепь двух и более гармонических колебаний в ней возникают _____ частоты.

$$* \text{комбинационные}; \# \text{монохромные}; \# \text{полигамные}; \# \text{переменные}$$

2.5.6. На нелинейную цепь с ВАХ $i = u^2$ действует бигармоническое колебание. Количество комбинационных частот в спектре тока:

$$* 2; \# 4; \# 1; \# 3$$

2.5.8. На нелинейную цепь с ВАХ $i = u^2$ действует колебание $u(t) = \cos \omega_1 t + 2 \cos \omega_2 t$. Амплитуда колебания тока на разностной частоте $\omega = \omega_1 - \omega_2$:

$$* 2; \# 4; \# 1; \# 3$$

2.5.9. На нелинейную цепь с ВАХ $i = u^2$ действует колебание $u(t) = \cos \omega_1 t + 2 \cos \omega_2 t$. Амплитуда колебания тока на суммарной частоте $\omega = \omega_1 + \omega_2$:

$$* 2; \# 4; \# 3; \# 2$$

2.5.10. Колебание $u(t) = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t$ действует на нелинейную цепь с ВАХ $i = u^2$. Амплитуда колебания тока на частоте $\omega = \omega_1 + \omega_2$:

$$* U_1 U_2; \# U_1^2 U_2; \# 0.5 U_1 U_2; \# 0.5 U_1 U_2^2$$

2.5.11. Колебание $u(t) = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t$ действует на нелинейную цепь с ВАХ $i = u^2$. Амплитуда колебания тока на частоте $\omega = \omega_1 - \omega_2$:

$$* U_1 U_2; \# U_1^2 U_2; \# 0.5 U_1 U_2; \# 0.5 U_1 U_2^2$$

2.5.12. Колебание $u(t) = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t + U_3 \cos \omega_3 t$ действует на нелинейную цепь с ВАХ $i = u^2$. Общее число составляющих в спектре тока на комбинационных частотах:

$$* 6; \# 2; \# 4; \# 8$$

2.5.13. Колебание $u(t) = 2 \cos \omega_1 t + 3 \cos \omega_2 t + 4 \cos \omega_3 t$ действует на нелинейную цепь с ВАХ $i = u^2$. Амплитуда колебания тока на частоте $\omega = \omega_1 + \omega_3$:

$$* 8; \# 2; \# 4; \# 6$$

2.5.14. Колебание $u(t) = 3 \cos \omega_1 t + 3 \cos \omega_2 t + 3 \cos \omega_3 t$ действует на нелинейную цепь с ВАХ $i = u^2$. Амплитуда колебания тока на частоте $\omega = \omega_1 + \omega_3$:

$$* 9; \# 18; \# 14; \# 16$$

2.5.15. Колебание $u(t) = 3 \cos \omega_1 t + 5 \cos \omega_2 t + 0.5 \cos \omega_3 t$ действует на нелинейную цепь с ВАХ $i = u^2$. Амплитуда колебания тока на частоте $\omega = \omega_2 + \omega_3$:

$$* 2.5; \# 5; \# 4; \# 6$$

3.1.1. Параметр несущей, изменяющийся при АМ:

$$* \text{амплитуда}; \# \text{частота}; \# \text{фаза}; \\ \# \text{фаза и частота}; \# \text{частота и форма}; \# \text{амплитуда и фаза};$$

3.1.2. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$$* u(t) = U_m (1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_0 t; \# u(t) = U_m \cos \omega_0 t; \\ \# u(t) = U_m \cos(\omega_0 t + M_a \cos \Omega t); \# u(t) = U_m \cos(\omega_0 t + M_a \sin \Omega t);$$

3.1.3. Соотношение между несущей ω_0 и модулирующей Ω частотами:

$$* \omega_0 \gg \Omega; \# \omega_0 = \Omega; \# \omega_0 \ll \Omega; \# \omega_0 = 0.5 \Omega;$$

3.1.4. Напряжение, в соответствии с которым при АМ изменяется амплитуда:

$$* \text{модулирующее}; \# \text{модулируемое}; \# \text{переносчик}; \# \text{несущая};$$

3.1.5. Напряжение, которое при АМ изменяется по амплитуде:

$$* \text{модулируемое}; * \text{переносчик}; * \text{несущая}; \# \text{модулирующее};$$

3.1.6. Глубина модуляции M_a при АМ – это :

$$* \text{относительное изменение амплитуды несущей}; \\ \# \text{амплитуда несущей}; \\ \# \text{максимальная амплитуда несущей}; \\ \# \text{минимальная амплитуда несущей};$$

3.1.7. Максимальная и минимальная амплитуды АМ сигнала равны $U_{\max}$ и $U_{\min}$, соответственно. Глубина модуляции равна:

$$* \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}; \# \frac{U_{\max}}{U_{\min}}; \# \frac{U_{\max}}{U_{\max} + U_{\min}}; \# \frac{U_{\min}}{U_{\max} - U_{\min}};$$

3.1.8. Спектр АМ сигнала при гармонической модуляции содержит:

* 3 частоты; # 2 частоты;
1 частоту; # 4 частоты;

3.1.9. Амплитуда несущей в спектре АМ сигнала равна U_m . Глубина модуляции равна M_a . Амплитуды боковых частот равны:

* $M_a U_m/2$; # $M_a U_m$;
$2M_a U_m$; # U_m ;

3.1.10. Частота несущей ω_0 , модулирующая частота Ω . Спектр АМ сигнала содержит частоты:

* $\omega_0 - \Omega$; ω_0 ; $\omega_0 + \Omega$; # Ω ; ω_0 ;
ω_0 ; $\omega_0 + \Omega$; # $\omega_0 - \Omega$; ω_0 ;

3.1.11. Амплитуда несущей в спектре АМ сигнала равна $U_m = 10V$. Глубина модуляции равна $M_a = 0.8$. Амплитуды боковых частот равны:

* 4; # 8; # 10; # 5;

3.1.12. Амплитуды боковых частот равны $U_b = 4V$. Амплитуда несущей в спектре АМ сигнала равна $U_m = 16V$. Глубина модуляции M_a равна:

* 0.5; # 4; # 1; # 0.25;

3.1.13. Амплитуды боковых частот равны $U_b = 2V$. Глубина модуляции равна $M_a = 0.8$. Амплитуда несущей в спектре АМ сигнала равна:

* 5; # 4; # 2; # 0.25;

3.1.14. Частота несущей 10.5 кГц. Частота верхней боковой 11 кГц. Модулирующая частота равна:

* 3140 рад/с; # 3140 Гц; # 1 кГц; # 0.25 кГц;

3.1.15. Частота несущей ω_0 , модулирующая частота Ω . Введите в порядке возрастания частоты, образующие спектр АМ сигнала:

* $\omega_0 - \Omega$; * ω_0 ; * $\omega_0 + \Omega$;
$\omega_0 - 2\Omega$; # $\omega_0 + 2\Omega$;

3.1.16. Частота несущей ω_0 , модулирующая частота Ω . Ширина спектра АМ сигнала равна:

* 2Ω ; # ω_0 ; # $2\omega_0$; # Ω ; # $\omega_0 + 2\Omega$;

3.1.17. Частота несущей $\omega_0 = 10\,000$ p/c, модулирующая частота $\Omega = 1000$ p/c. Введите в порядке возрастания частоты, образующие спектр АМ сигнала:

* 9000 рад/с; * 10000 рад/с; * 11000 рад/с;
8000 рад/с; # 12000 рад/с;

3.1.18. Соответствие модулирующей частоты F (СЛЕВА) ширине спектра АМ сигнала (СПРАВА):

| | |
|-----------|-----------|
| * 100 Гц | * 200 Гц |
| * 1000 Гц | * 2000 Гц |
| * 120 Гц | * 240 Гц |
| * 3500 Гц | * 7000 Гц |
| * 16 Гц | * 32 Гц |

3.1.19. Боковые частоты АМ сигнала имеют частоту 1500 Гц и 2000 Гц, соответственно. Модулирующая частота равна:

* 250 Гц; # 3140 Гц; # 1570 Гц; # 250 рад/с;

3.1.20. Соответствие наименования частоте :

| | |
|------------------------|-----------------------|
| * несущая | * ω_0 |
| * нижняя боковая | * $\omega_0 - \Omega$ |
| * верхняя боковая | * $\omega_0 + \Omega$ |
| * модулирующая частота | * Ω |
| | # $2\omega_0$ |

3.1.21. Амплитуда несущей АМ сигнала U_m . Глубина модуляции M_a . Полная средняя мощность АМ сигнала на сопротивлении R равна:

* $\frac{U_m^2}{2R} (1 + \frac{M_a^2}{2})$; # $\frac{U_m^2}{2R}$; # $\frac{U_m^2}{2R} \frac{M_a^2}{2}$; # $\frac{U_m^2}{2} (1 + \frac{M_a^2}{2})$; ;

3.1.22. Амплитуда несущей АМ сигнала 2 В. Глубина модуляции 1. Полная средняя мощность АМ сигнала на сопротивлении 1 Ом равна :

* 3 Вт; # 2 Вт; # 1 Вт; # 4 Вт;

3.1.23. Максимальная амплитуда АМ сигнала $U_{\max}=3V$, минимальная $U_{\min}=1 V$. Глубина модуляции равна :

* 0.5; # 1; # 3; # 0.33;

3.1.24. Огибающая АМ сигнала изменяется с периодом 1 мс. Ширина спектра АМ сигнала равна :

* 2000 Гц; # 3140 Гц; # 6280 Гц; # 1 кГц;

3.1.25. Максимальная амплитуда АМ сигнала $U_{\max}=5V$, минимальная $U_{\min}=3V$. Огибающая изменяется с периодом 1 мкс. Глубина модуляции и ширина спектра АМ сигнала в герцах, соответственно, равны:

* 0.25; 2 МГц; # 1; 2000 Гц; # 2; 1000 кГц;
0.6; 2 МГц; # 0.25; 1 Гц;

3.1.26. Модулирующей и несущей частотам (слева) соответствуют частоты составляющих спектра АМ сигнала (справа):

* 50 Гц, 1000 Гц; * 950 Гц, 1000 Гц, 1050 Гц;
* 200 Гц, 5000 Гц; * 4800 Гц, 5000 Гц, 5200 Гц;
* 628 рад/с, 6280 рад/с; * 900 Гц, 1000 Гц, 1100 Гц;

3.1.27. Амплитуде несущей и глубине модуляции (слева) соответствует амплитуда боковых частот (справа):

* 1 В, 1; * 0.5 В;
* 2 В, 0.5; * 0.5 В;
* 4 В, 0.8; * 1.6 В;
* 6 В, 0.4; * 1.2 В;

3.1.43. Порядок следования символов в формуле, определяющей амплитуду боковых частот в спектре АМ:

* U_b ; * =; * M_a ; * U_m ; */; * 2;

3.1.28. Порядок следования символов в формуле, определяющей полную среднюю мощность АМ сигнала:

* P ; * =; * U_m^2 ; */; * 2; * (; * 1; * +; * M_a^2 ; */; * 2; *);

3.1.29. Порядок следования символов в формуле, определяющей АМ сигнал:

* $u_{\text{ам}}(t)$; * =; * U_m ; * (; * 1; * +; * M_a ; * $\cos \Omega t$;
*); * $\cos \omega_0 t$;

3.1.30. Соответствие ширины спектра АМ сигнала периоду огибающей АМ сигнала :

* 1 мс; * 2000 Гц;

- * 2 мс; * 6280 рад/с;
- * 1 мкс; * 12560000 рад/с;
- * 10 с; * 0.2 Гц;

3.1.31. Порядок следования символов в формуле, определяющей глубину модуляции при АМ:

*M_a; * = ; * (; *U_{max}; * - ; *U_{min}; *) ; * / ; * (; * U_{max} ; * + ; *U_{min}; *) ;

3.2.1. Амплитудный модулятор содержит:

- * нелинейный элемент (транзистор);
- * линейную цепь (резонансный контур) ;
- # линейную цепь (ФНЧ);
- # линейный элемент (резистор);

3.2.2. На вход амплитудного модулятора поступают следующие напряжения:

- * несущая, модулирующее и напряжение смещения;
- # несущая и напряжение смещения;
- # несущая и модулирующее ;
- # модулирующее и напряжение смещения ;

3.2.3. Назначение транзистора в амплитудном модуляторе:

- * сформировать новые частоты $w_0 - \Omega$, $w_0 + \Omega$;
- # сформировать новые частоты w_0 , Ω ;
- # выделить частоты $w_0 - \Omega$, $w_0 + \Omega$;
- # выделить несущую;

3.2.4. Назначение резонансного контура в амплитудном модуляторе:

- * выделить частоты $w_0 - \Omega$, w_0 , $w_0 + \Omega$;
- # сформировать новые частоты w_0 , Ω ;
- # сформировать новые частоты $w_0 - \Omega$, $w_0 + \Omega$;
- # выделить несущую;

3.2.5. Резонансный контур в амплитудном модуляторе должен быть настроен на :

- * несущую частоту; # напряжение смещения;
- # несущая и модулирующее ;
- # модулирующее напряжение ;

3.2.6. Полоса пропускания резонансного контура на выходе амплитудного модулятора должна быть равна:

- * удвоенной ширине спектра модулирующего сигнала ;
- # модулирующей частоте ;
- # ширине спектра модулирующего сигнала;
- # несущей частоте;

3.2.7. На выходе амплитудного модулятора амплитуда верхней боковой оказалась больше амплитуды нижней боковой частоты. Это означает, что резонансный контур на выходе модулятора настроен на частоту:

- * больше несущей частоты ;
- # равную частоте модуляции ;
- # меньше несущей частоты;
- # равную несущей частоте;

3.2.8. Статическая модуляционная характеристика амплитудного модулятора – это зависимость амплитуды первой гармоники выходного тока от напряжения смещения при:

* амплитуде несущей $U_m = \text{const}$ и модулирующем сигнале $V_m = 0$;

амплитуде несущей $U_m = \text{const}$;

модулирующем сигнале $V_m = 0$;

амплитуде несущей $U_m = 0$;

3.2.9. Амплитуда первой гармоники выходного тока амплитудного модулятора I_1 , напряжение смещения E , амплитуда несущей U_m , амплитуда модулирующего сигнала V_m . Статическая модуляционная характеристика – это:

* $I_1 = f(E)$ при $U_m = \text{const}$ и $V_m = 0$;

$I_1 = f(E)$ при $U_m = \text{const}$;

$I_1 = f(E)$ при $V_m = 0$;

$I_1 = f(U_m)$ при $E = \text{const}$ и $V_m = 0$;

3.2.10. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i = a_1 u + a_2 u^2$, где $u = E + U_m \cos \omega_0 t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

* $I_1 = a_1 U_m + 2a_2 E U_m$;

$I_1 = 2a_2 E U_m$;

$I_1 = a_1 U_m$;

$I_1 = a_1 U_m + a_2 E$;

3.2.11. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i = u + 2u^2$, где $u = E + U_m \cos \omega_0 t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

* $I_1 = U_m + 4E U_m$;

$I_1 = 4E U_m$;

$I_1 = U_m$;

$I_1 = U_m + 2E$;

3.2.12. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i = 2u + u^2$, где $u = E + U_m \cos \omega_0 t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

* $I_1 = 2U_m + 2E U_m$;

$I_1 = 2E U_m$;

$I_1 = 2U_m$;

$I_1 = 2U_m + E U_m$;

3.2.13. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i = 3u + u^2$, где $u = E + U_m \cos \omega_0 t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

* $I_1 = 3U_m + 2E U_m$;

$I_1 = 2E U_m$;

$I_1 = 3U_m$;

$I_1 = 3U_m + E U_m$;

3.2.14. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i = 0.2u + 2u^2$, где $u = E + U_m \cos \omega_0 t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

* $I_1 = 0.2U_m + 4E U_m$;

$I_1 = 0.2E U_m$;

$I_1 = 2U_m$;

$I_1 = 0.2U_m + E U_m$;

3.2.15. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i = 0.5u + 4u^2$, где $u = E + U_m \cos \omega_0 t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

* $I_1 = 0.5U_m + 8E U_m$;

$I_1 = 0.5E U_m$;

$I_1 = 8U_m$;

$$\# I_1 = 0.5U_m + 4E U_m ;$$

3.2.16. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i=0.1u+2u^2$, где $u=E+U_m\cos\omega_0t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

$$* I_1 = 0.1U_m + 4E U_m;$$

$$\# I_1 = 4E U_m;$$

$$\# I_1 = 2U_m;$$

$$\# I_1 = 0.1U_m + 2E U_m ;$$

3.2.17. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i=0.8u+0.2u^2$, где $u=E+U_m\cos\omega_0t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

$$* I_1 = 0.8U_m + 0.4E U_m;$$

$$\# I_1 = 0.8E U_m;$$

$$\# I_1 = 2U_m;$$

$$\# I_1 = 0.1U_m + 2E U_m ;$$

3.2.18. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i=0.6u+0.1u^2$, где $u=E+U_m\cos\omega_0t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

$$* I_1 = 0.6U_m + 0.2E U_m;$$

$$\# I_1 = 0.6E U_m;$$

$$\# I_1 = 2U_m;$$

$$\# I_1 = 0.6U_m + E U_m ;$$

3.2.19. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i=0.3u+0.3u^2$, где $u=E+U_m\cos\omega_0t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

$$* I_1 = 0.3U_m + 0.6E U_m;$$

$$\# I_1 = 0.3E U_m;$$

$$\# I_1 = 2U_m;$$

$$\# I_1 = 0.3U_m + 2E U_m ;$$

3.2.20. ВАХ транзистора амплитудного модулятора аппроксимирована полиномом $i=0.9u+0.8u^2$, где $u=E+U_m\cos\omega_0t$. Статическая модуляционная характеристика имеет вид:

$$* I_1 = 0.9U_m + 1.6E U_m;$$

$$\# I_1 = 0.9E U_m;$$

$$\# I_1 = 1.6U_m;$$

$$\# I_1 = 0.9U_m + 0.8E U_m ;$$

3.2.21. Выходной ток амплитудного модулятора имеет вид:

$$I_1 = \cos\omega_0t + \cos(\omega_0 - \Omega)t + \cos(\omega_0 + \Omega)t; [\text{mA}]$$

Сопротивление выходного резонансного контура равно:

$$Z(\omega_0)=2000 \text{ Ом}; \quad Z(\omega_0 - \Omega)= Z(\omega_0 + \Omega)=1400 \text{ Ом}$$

Аналитическое выражение для выходного АМ сигнала в вольтах :

$$* u(t)=2\cos\omega_0t + 1.4\cos(\omega_0 - \Omega)t + 1.4\cos(\omega_0 + \Omega)t;$$

$$\# u(t)=2\cos\omega_0t + \cos(\omega_0 - \Omega)t + \cos(\omega_0 + \Omega)t;$$

$$\# u(t)=1.4\cos\omega_0t + 2\cos(\omega_0 - \Omega)t + 2\cos(\omega_0 + \Omega)t;$$

$$\# u(t)=2\cos\omega_0t + 2\cos(\omega_0 - \Omega)t + 2\cos(\omega_0 + \Omega)t;$$

$$\# u(t)=1.4\cos\omega_0t + 1.4\cos(\omega_0 - \Omega)t + 1.4\cos(\omega_0 + \Omega)t;$$

3.2.22. Выходной ток амплитудного модулятора имеет вид:

$$I_1 = 3\cos\omega_0t + \cos(\omega_0 - \Omega)t + \cos(\omega_0 + \Omega)t; [\text{mA}]$$

Сопротивление выходного резонансного контура равно:

$$Z(w_0)=1000 \text{ Ом}; Z(w_0-\Omega)=Z(w_0+\Omega)=800 \text{ Ом}$$

Аналитическое выражение для выходного АМ сигнала в вольтах :

$$* u(t)=3\cos w_0 t + 0.8\cos(w_0-\Omega)t + 0.8\cos(w_0+\Omega)t;$$

$$\# u(t)=3\cos w_0 t + \cos(w_0-\Omega)t + \cos(w_0+\Omega)t;$$

$$\# u(t)=0.8\cos w_0 t + 0.8\cos(w_0-\Omega)t + 0.8\cos(w_0+\Omega)t;$$

$$\# u(t)=0.8\cos w_0 t + 3\cos(w_0-\Omega)t + 3\cos(w_0+\Omega)t;$$

$$\# u(t)=3\cos w_0 t + 3\cos(w_0-\Omega)t + 3\cos(w_0+\Omega)t;$$

3.2.23. Выходной ток амплитудного модулятора имеет вид:

$$I_1=2\cos w_0 t + 2\cos(w_0-\Omega)t + 2\cos(w_0+\Omega)t; [\text{mA}]$$

Сопротивление выходного резонансного контура равно:

$$Z(w_0)=2000 \text{ Ом}; Z(w_0-\Omega)=Z(w_0+\Omega)=700 \text{ Ом}$$

Аналитическое выражение для выходного АМ сигнала в вольтах :

$$* u(t)=4\cos w_0 t + 1.4\cos(w_0-\Omega)t + 1.4\cos(w_0+\Omega)t;$$

$$\# u(t)=4\cos w_0 t + 4\cos(w_0-\Omega)t + 4\cos(w_0+\Omega)t;$$

$$\# u(t)=1.4\cos w_0 t + 1.4\cos(w_0-\Omega)t + 1.4\cos(w_0+\Omega)t;$$

$$\# u(t)=0.7\cos w_0 t + 4\cos(w_0-\Omega)t + 4\cos(w_0+\Omega)t;$$

$$\# u(t)=0.7\cos w_0 t + \cos(w_0-\Omega)t + 0.7\cos(w_0+\Omega)t;$$

3.2.24. Выходной ток амплитудного модулятора имеет вид:

$$I_1=12\cos w_0 t + 2\cos(w_0-\Omega)t + 2\cos(w_0+\Omega)t; [\text{mA}]$$

Сопротивление выходного резонансного контура равно:

$$Z(w_0)=500 \text{ Ом}; Z(w_0-\Omega)=Z(w_0+\Omega)=400 \text{ Ом}$$

Аналитическое выражение для выходного АМ сигнала в вольтах :

$$* u(t)=6\cos w_0 t + 0.8\cos(w_0-\Omega)t + 0.8\cos(w_0+\Omega)t;$$

$$\# u(t)=6\cos w_0 t + 6\cos(w_0-\Omega)t + 6\cos(w_0+\Omega)t;$$

$$\# u(t)=0.4\cos w_0 t + 0.4\cos(w_0-\Omega)t + 0.4\cos(w_0+\Omega)t;$$

$$\# u(t)=6\cos w_0 t + 0.4\cos(w_0-\Omega)t + 0.4\cos(w_0+\Omega)t;$$

$$\# u(t)=0.8\cos w_0 t + \cos(w_0-\Omega)t + 0.7\cos(w_0+\Omega)t;$$

3.2.25. Выходной ток амплитудного модулятора имеет вид:

$$I_1=2\cos w_0 t + \cos(w_0-\Omega)t + \cos(w_0+\Omega)t; [\text{mA}]$$

Сопротивление выходного резонансного контура равно:

$$Z(w_0)=1000 \text{ Ом}; Z(w_0-\Omega)=Z(w_0+\Omega)=700 \text{ Ом}$$

Аналитическое выражение для выходного АМ сигнала в вольтах :

$$* u(t)=2\cos w_0 t + 0.7\cos(w_0-\Omega)t + 0.7\cos(w_0+\Omega)t;$$

$$\# u(t)=2\cos w_0 t + \cos(w_0-\Omega)t + \cos(w_0+\Omega)t;$$

$$\# u(t)=0.7\cos w_0 t + 0.7\cos(w_0-\Omega)t + 0.7\cos(w_0+\Omega)t;$$

$$\# u(t)=0.7\cos w_0 t + 2\cos(w_0-\Omega)t + 2\cos(w_0+\Omega)t;$$

$$\# u(t)=0.7\cos w_0 t + \cos(w_0-\Omega)t + 0.7\cos(w_0+\Omega)t;$$

3.3.1. На вход амплитудного детектора подается сигнал:

*АМ; # ЧМ; # ФМ;

ОФМ; # ИКМ;

3.3.2. Назначение амплитудного детектора – сформировать сигнал, соответствующий закону изменения _____ входного сигнала.

*амплитуды; # частоты; # фазы;

относительной фазы; # производной;

3.3.3. Диодный амплитудный детектор содержит:

* нелинейный элемент (диод) и линейную цепь (ФНЧ);

нелинейный элемент (диод) ;

- # линейную цепь (ФНЧ);
- # нелинейный элемент (диод) и линейную цепь (резонансный контур);

3.3.4. Назначение нелинейного элемента амплитудного детектора:

- * создать модулирующую частоту в спектре выходного тока;
- # отфильтровать модулирующую частоту в спектре выходного тока;
- # усилить входной сигнал;
- # создать несущую частоту в спектре выходного тока;

3.3.5. Назначение ФНЧ в амплитудном детекторе:

- * выделить из тока диода модулирующую частоту;
- # создать модулирующую частоту в спектре тока диода;
- # усилить входной сигнал;
- # создать несущую частоту в спектре выходного тока;

3.3.6. Диодный амплитудный детектор называется квадратичным, если амплитуда входного сигнала:

- * достаточно мала (слабый сигнал);
- # достаточно велика (сильный сигнал);
- # равна 1 В;
- # равна 1 мВ;

3.3.7. Диодный амплитудный детектор называется линейным, если амплитуда входного сигнала:

- * достаточно велика (сильный сигнал);
- # достаточно мала (слабый сигнал);
- # равна 1 В;
- # равна 1 мВ;

3.3.8. Диодный амплитудный детектор называется квадратичным, если рабочий участок ВАХ аппроксимируется выражением:

- * $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2$;
- * $i = a_2 u^2$;
- * $i = a_1 u + a_2 u^2$;
- # $i = a_0 + a_1 u$;

3.3.9. Диодный амплитудный детектор называется линейным, если рабочий участок ВАХ аппроксимируется выражением:

- * $i = S(u - E_0)$, $u > E_0$; $i = 0$, $u < E_0$;
- # $i = a_2 u^2$;
- # $i = a_1 u + a_2 u^2$;
- # $i = a_0$;

3.3.10. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i = a_2 u^2$. На вход подан АМ сигнал: $u(t) = U_m(1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$

Амплитуда составляющей тока с частотой Ω равна:

- * $a_2 M_a U_m^2$; # $M_a U_m^2$; # $a_2 U_m^2$; # $a_2 M_a U_m$;

3.3.11. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i = a_2 u^2$ (мА). На вход подан АМ сигнал: $u(t) = (1 + \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$

Амплитуда составляющей тока с частотой Ω равна:

- * a_2 мА ; # $2a_2$ мА ; # $4a_2$ мА ; # $0.5a_2$ мА ;

3.3.12. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i = 2u^2$ (мА). На вход подан АМ сигнал: $u(t) = (1 + \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$

Амплитуда составляющей тока с частотой Ω равна:

- * 2 мА ; # $2a_2$ мА ; # 4 мА ; # 0.5 мА ;

3.3.13. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i = 2u^2$ (мА). На вход подан АМ сигнал: $u(t) = (1 + 0.5 \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$

Амплитуда составляющей тока с частотой Ω равна:

- * 1 мА ; # 2 мА ; # 4 мА ; # 0.5 мА ;

3.3.14. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=2u^2$ (мА). На вход подан АМ сигнал: $u(t)=10(1+0.5\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$

Амплитуда составляющей тока с частотой Ω равна:

* 100 мА ; # 2 мА ; # 10 мА ; # 0.5 мА ;

3.3.15. На вход квадратичного детектора подан АМ сигнал:

$u(t)=U_m(1+M_a\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$. Коэффициент нелинейных искажений модулирующего сигнала равен _____.

* $0.25M_a$; # M_a ; # a_2 ; # $a_2 M_a$;

3.3.16. Амплитудный диодный детектор содержит диод, резистор R и:

* конденсатор C ; # сопротивление ; # усилитель ;

резонансный контур;

3.3.17. Амплитудный диодный детектор содержит диод, конденсатор C и:

* резистор R ; # индуктивность ; # усилитель ;

резонансный контур;

3.3.18. Амплитудный диодный детектор содержит конденсатор C,

резистор R и _____.

* диод ; # индуктивность ; # усилитель ;

резонансный контур;

3.3.19. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=10u^2$ (мА).

На вход подан АМ сигнал: $u(t)=4(1+0.2\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$

Амплитуда составляющей тока с частотой Ω равна:

* 32 мА ; # 0.2 мА ; # 10 мА ; # 4 мА ; # 40 мА ;

3.3.20. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=10u^2$ (мА).

На вход подан АМ сигнал: $u(t)=6(1+0.1\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$

Амплитуда составляющей тока с частотой Ω равна:

* 36 мА ; # 0.1 мА ; # 10 мА ; # 6 мА ; # 0.6 мА ;

3.3.21. Постоянная времени цепочки RC амплитудного детектора выбирается из условия:

* $1/\omega_0 \ll RC \ll 1/\Omega$; # $RC = 1/\omega_0$;

$RC = 1/\Omega$; # $1/\Omega \ll RC \ll 1/\omega_0$;

3.3.22. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=a_2 u^2$. На

вход подан АМ сигнал: $u(t)=U_m(1+M_a\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$

Полезная составляющая тока равна:

* $a_2 M_a U_m^2 \cos\Omega t$; # $M_a U_m^2 \cos\Omega t$; # $a_2 M_a U_m^2 \cos\omega_0 t$; # $a_2 M_a U_m$;

3.3.23. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=a_2 u^2$ (мА).

На вход подан АМ сигнал: $u(t)=(1+\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$

Полезная составляющая тока равна:

* $a_2 \cos\Omega t$; # $2a_2 \cos\Omega t$; # $4a_2 \cos\omega_0 t$; # $0.5a_2$;

3.3.24. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=2u^2$ (мА).

На вход подан АМ сигнал: $u(t)=(1+\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$

Полезная составляющая тока равна:

* $2\cos\Omega t$; # $2a_2 \cos\Omega t$; # $4\cos\omega_0 t$; # $0.5 \cos\omega_0 t$;

3.3.25. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=2u^2$ (мА).

На вход подан АМ сигнал: $u(t)=(1+0.5\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$

Полезная составляющая тока равна:

* $\cos\Omega t$; # $a_2 \cos\Omega t$; # $4\cos\omega_0 t$; # $\cos\omega_0 t$;

3.3.26. ВАХ диода квадратичного детектора аппроксимирована полиномом $i=2u^2$ (мА). На вход подан АМ сигнал: $u(t)=10(1+0.5\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$

Полезная составляющая тока равна:

* $100\cos\Omega t$; # $a_2 \cos\Omega t$; # $100\cos\omega_0 t$; # $\cos\omega_0 t$;

3.4.1. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции: $u(t)=5(1+\cos 2\pi 10^3 t)\cos 2\pi 10^4 t$. Средняя амплитуда, глубина модуляции, модулирующая и несущая частоты равны, соответственно:

* 5, 1, 1 кГц, 10 кГц; # 1, 5, 1 кГц, 10 кГц;
5, 1, 10 кГц, 1 кГц; # 5, 1, 1 кГц, 1 кГц;

3.4.2. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции: $u(t)=5(1+\cos 2\pi 10^3 t)\cos 2\pi 10^4 t$. Амплитуда и частота нижней боковой частоты равны, соответственно:

* 2.5, 9 кГц; # 5, 10 кГц;
5, 11 кГц; # 2.5, 11 кГц;

3.4.3. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=8(1+0.5\cos 2\pi 10^3 t)\cos 2\pi 10^5 t$. Средняя амплитуда, глубина модуляции, модулирующая и несущая частоты равны, соответственно:

* 8, 0.5, 1 кГц, 100 кГц; # 8, 0.5, 1 кГц, 10 кГц;
8, 1, 1 кГц, 100 кГц; ; # 8, 0.5, 10 кГц, 100 кГц; ;

3.4.4. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=8(1+0.5\cos 2\pi 10^3 t)\cos 2\pi 10^5 t$. Амплитуда и частота верхней боковой частоты равны, соответственно:

* 2, 101 кГц; # 2, 100 кГц;
2, 99 кГц; # 4, 101 кГц;

3.4.5. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=(1+0.8\cos 4\pi 10^3 t)\cos 2\pi 10^5 t$. Средняя амплитуда, глубина модуляции, модулирующая и несущая частоты равны, соответственно:

* 1, 0.8, 2 кГц, 100 кГц; # 1, 0.8, 1 кГц, 100 кГц;
1, 1, 2 кГц, 100 кГц; # 0, 0.8, 2 кГц, 100 кГц ;

3.4.6. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=(1+0.8\cos 4\pi 10^3 t)\cos 2\pi 10^5 t$. Амплитуда и частота верхней боковой частоты равны, соответственно:

* 0.4, 102 кГц; # 0.4, 100 кГц;
0.8, 102 кГц; # 1, 98 кГц;

3.4.7. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=(1+\cos 2\pi 10^3 t)\cos 4\pi 10^5 t$. Средняя амплитуда, глубина модуляции, модулирующая и несущая частоты равны, соответственно:

* 1, 1, 1 кГц, 200 кГц; # 1, 1, 1 кГц, 100 кГц;
0, 1, 2 кГц, 200 кГц; # 1, 0, 1 кГц, 200 кГц;

3.4.8. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=(1+\cos 2\pi 10^3 t)\cos 4\pi 10^5 t$. Амплитуда и частота нижней боковой частоты равны, соответственно:

* 0.5, 199 кГц; # 0.5, 200 кГц;
1, 199 кГц; # 1, 200 кГц;

3.4.9. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=16(1+0.1\cos 2\pi 10^4 t)\cos 4\pi 10^5 t$. Средняя амплитуда, глубина модуляции, модулирующая и несущая частоты равны, соответственно:

* 16, 0.1, 10 кГц, 200 кГц; # 16, 1, 10 кГц, 200 кГц;
16, 0.1, 1 кГц, 100 кГц; # 1, 0.1, 10 кГц, 200 кГц;

3.4.10. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:

$u(t)=16(1+0.1\cos 2\pi 10^4 t)\cos 4\pi 10^5 t$. Амплитуда и частота нижней боковой частоты равны, соответственно:

* 0.8, 190 кГц; # 1.6, 190 кГц;
0.8, 200 кГц; # 1.6, 210 кГц;

3.4.11. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:
 $u(t)=20(1+0.2\cos 6\pi 10^3 t)\cos 4\pi 10^4 t$. Средняя амплитуда, глубина модуляции, модулирующая и несущая частоты равны, соответственно:

* 20, 0.2, 3 кГц, 20 кГц; # 20, 0.2, 1 кГц, 20 кГц;
20, 0.2, 3 кГц, 10 кГц; # 4, 0.2, 3 кГц, 20 кГц;

3.4.12. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:
 $u(t)=20(1+0.2\cos 6\pi 10^3 t)\cos 4\pi 10^4 t$. Амплитуда и частота нижней боковой частоты равны, соответственно:

* 2, 17 кГц; # 2, 20 кГц;
4, 17 кГц; # 4, 23 кГц;

3.4.13. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:
 $u(t)=11(1+0.4\cos 4\pi 10^3 t)\cos 4\pi 10^4 t$. Средняя амплитуда, глубина модуляции, модулирующая и несущая частоты равны, соответственно:

* 11, 0.4, 2 кГц, 20 кГц; # 11, 0.4, 1 кГц, 20 кГц;
4.4, 0.4, 2 кГц, 20 кГц; # 11, 0.4, 2 кГц, 10 кГц;

3.4.14. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:
 $u(t)=11(1+0.4\cos 4\pi 10^3 t)\cos 4\pi 10^4 t$. Амплитуда и частота верхней боковой частоты равны, соответственно:

* 2.2, 22 кГц; # 2.2, 18 кГц;
4.4, 22 кГц; # 4.4, 18 кГц;

3.4.15. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:
 $u(t)=0.2(1+\cos 8\pi 10^3 t)\cos 2\pi 10^4 t$. Средняя амплитуда, глубина модуляции, модулирующая и несущая частоты равны, соответственно:

* 0.2, 1, 4 кГц, 10 кГц; # 0.2, 1, 1 кГц, 10 кГц;
0.2, 1, 4 кГц, 20 кГц; # 1, 0.2, 4 кГц, 10 кГц;

3.4.16. Аналитическое выражение АМ сигнала при гармонической модуляции:
 $u(t)=0.2(1+\cos 8\pi 10^3 t)\cos 2\pi 10^4 t$. Амплитуда и частота верхней боковой частоты равны, соответственно:

* 0.1, 14 кГц; # 0.1, 10 кГц;
0.2, 6 кГц; # 0.1, 6 кГц;

3.4.17. АМ сигнал: $U(t)=[1+\cos(628\pi t)]\cos(3140\pi t)$ содержит частоты:

* 400 Гц ; 500 Гц; 600 Гц; # 500 Гц ; 500 Гц; 600 Гц;
100 Гц ; 500 Гц; 600 Гц; # 100 Гц; 500 Гц ; 0.5 кГц

3.4.18. АМ сигнал: $U(t)=2\pi[1+\cos(314\pi t)]\cos(6280\pi t)$ содержит частоты:

* 950 Гц; 1000 Гц; 1050 Гц ; # 50 Гц ; 1000 Гц;
1 кГц ; 50 Гц ; 100 Гц; # 50 Гц ; 1000 Гц; 1050 Гц ;

3.4.19. АМ сигнал: $U(t)=10\pi[1+\cos(628\pi t)]\cos(31400\pi t)$ содержит частоты:

*4.9 кГц; 5 кГц; 5.1 кГц; # 100 Гц; 5000 Гц;
5 кГц; 0.1 кГц; # 5000 Гц; 100 Гц; 5 кГц;

3.4.20. АМ сигнал: $U(t)=6*[1+0.5*\cos(6280*t)]*\cos(62800*t)$ содержит частоты:

*9 кГц; 10 кГц; 11 кГц; # 1 кГц; 10000 Гц;
6280 кГц; 62800 кГц; # 6280 рад/с; 62800 рад/с;

3.4.21. АМ сигнал: $U(t)=3*[1+0.1*\cos(100*t)]*\cos(800*t)$ содержит частоты:

*700 рад/с; 800 рад/с; 900 рад/с; # 700 рад/с; 800 рад/с;
800 рад/с; 900 рад/с; # 100 рад/с; 800 рад/с;

4.1.1. Параметр несущей, изменяющийся при ЧМ в соответствии с модулирующим сигналом - _____:

* частота; # амплитуда; # фаза; # форма;

4.1.2. Аналитическое выражение ЧМ сигнала при гармонической модуляции:

* $u(t)=U_m\cos(\omega_0 t + M_q \sin \Omega t)$; # $u(t)=U_m \cos \omega_0 t$;
$u(t)=U_m\cos(1 + M_q \cos \Omega t)$; # $u(t)=U_m (1 + M_q \cos \Omega t) \cos \omega_0 t$;

4.1.3. Соотношение между несущей ω_0 и модулирующей Ω частотами при ЧМ:

* $\omega_0 \gg \Omega$; # $\omega_0 = \Omega$; # $\omega_0 \ll \Omega$; # $\omega_0 = 0.5\Omega$;

4.1.4. Напряжение, в соответствии с которым при ЧМ изменяется частота:

* модулирующее; # модулируемое; # переносчик; # несущая;

4.1.5. Напряжение, которое при ЧМ изменяется по частоте:

* модулируемое; * переносчик; * несущая; # модулирующее;

4.1.6. Девияция частоты при ЧМ – это :

* максимальное отклонение несущей от среднего значения;
частота несущей;
максимальная частота несущей;
минимальная частота несущей;

4.1.7. Индекс модуляции при ЧМ - это:

* отношение девииции частоты к частоте модуляции;
частота несущей;
максимальная частота несущей;

минимальная частота несущей;

4.1.8. Максимальная и минимальная частоты при ЧМ равны, соответственно, 10 кГц и 12 кГц. Девиация частоты равна:

* 6280 рад/с; # 1000 рад/с ; # 10 кГц ; # 12 кГц;

4.1.9. Соответствие девиации частоты (справа) максимальной и минимальной частотам при ЧМ (слева):

* 2 кГц; 1 кГц; * 3140 рад/с;
* 12 кГц; 8 кГц; * 2 кГц ;
* 112 кГц; 110 кГц; * 6280 рад/с;
* 62800 рад/с ; 31400 рад/с; * 2.5 кГц;

4.1.10. Максимальная и минимальная частоты при ЧМ равны , соответственно, 10 кГц и 12 кГц. Модулирующая частота равна 6280 рад/с. Индекс ЧМ равен:

* 1 ; # 2 ; # 3; # 10 кГц;

4.1.11. Максимальная и минимальная частоты при ЧМ равны , соответственно, 100 кГц и 120 кГц. Модулирующая частота равна 31400 рад/с. Индекс ЧМ равен:

* 2 ; # 1 ; # 3; # 0; # 120 кГц;

4.1.12. Ширина спектра сигнала ЧМ, в общем случае, равна:

* $2\Omega(M_q + 1)$; # $2(M_q + 1)$; # 2Ω # $2\Omega M_q$; # $2M_q$;

4.1.13. Максимальная и минимальная частоты при ЧМ равны , соответственно, 120 кГц и 140 кГц. Модулирующая частота равна 62800 рад/с. Ширина спектра ЧМ равна:

* 40 кГц ; # 20 кГц ; # 50 кГц; # 120 кГц; # 140 кГц;

4.1.14. Максимальная и минимальная частоты при ЧМ равны , соответственно, 16 кГц и 20 кГц. Модулирующая частота равна 3140 рад/с. Ширина спектра ЧМ равна :

* 5 кГц ; # 20 кГц ; # 500 Гц; # 16 кГц; # 4 кГц;

4.1.15. Соответствие ширины спектра ЧМ (справа) девиации частоты и модулирующей частоте (слева):

* 1 кГц ; 1 кГц ; * 4 кГц ;
* 2 кГц ; 1 кГц ; * 6 кГц ;
* 2 кГц ; 2 кГц ; * 8 кГц ;

4.1.16. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=2$, $\omega_0 = 628000$ рад/с; $\Omega = 62800$ рад/с, $U_m = 6$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

* $u(t) = 6\cos(628000t + 2\sin 62800t)$;
$u(t) = \cos(628000t + 2\sin 62800t)$;
$u(t) = 6\cos(628000t + 4\sin 62800t)$;
$u(t) = 6\cos(62800t + 2\sin 62800t)$;

4.1.17. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=1$, $f_0 = 10^5$ Гц ; $\Omega = 62800$ рад/с, $U_m = 2$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

* $u(t) = 2\cos(628000t + \sin 62800t)$;
$u(t) = \cos(628000t + \sin 62800t)$;
$u(t) = 2\cos(100000t + \sin 62800t)$;
$u(t) = \cos(62800t + 2\sin 62800t)$;

4.1.18. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=3$, $f_0 = 10^3$ Гц ; $\Omega = 628$ рад/с, $U_m = 5$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

* $u(t) = 5\cos(6280t + 3\sin 628t)$;
$u(t) = 5\cos(628t + \sin 6280t)$;
$u(t) = 5\cos(1000t + \sin 628t)$;

$$\# u(t)=\cos(6280t+3\sin 628t);$$

4.1.19. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=5$, $f_0 = 10^3$ Гц ; $F= 100$ Гц, $U_m=3$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

$$* u(t)=3\cos(6280t+5\sin 628t);$$

$$\# u(t)=3\cos(628t+\sin 6280t);$$

$$\# u(t)=3\cos(1000t+5\sin 628t);$$

$$\# u(t)=\cos(6280t+5\sin 628t);$$

4.1.20. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=0.1$, $w_0 = 1000$ рад/с ; $F= 100$ Гц, $U_m=8$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

$$* u(t)=8\cos(1000t+0.1\sin 628t);$$

$$\# u(t)=8\cos(6280t+0.1\sin 628t);$$

$$\# u(t)=0.1\cos(1000t+8\sin 628t);$$

$$\# u(t)=8\cos(628t+0.1\sin 6280t);$$

4.1.21. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=0.9$, $w_0 = 100$ рад/с ; $F= 10$ Гц, $U_m=9$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

$$* u(t)=9\cos(100t+0.9\sin 62.8t);$$

$$\# u(t)=9\cos(628t+0.9\sin 62.8t);$$

$$\# u(t)=0.9\cos(100t+9\sin 62.8t);$$

$$\# u(t)=0.9\cos(628t+0.9\sin 62.8t);$$

4.1.22. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=9$, $f_0 = 1000$ Гц; $\Omega = 100$ рад/с, $U_m=0.8$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

$$* u(t)=0.8\cos(6280t+9\sin 100t);$$

$$\# u(t)=0.8\cos(1000t+9\sin 100t);$$

$$\# u(t)=9\cos(1000t+0.8\sin 100t);$$

$$\# u(t)=9\cos(6280t+0.8\sin 628t);$$

4.1.23. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=6$, $f_0 = 100$ Гц; $\Omega = 10$ рад/с, $U_m=0.6$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

$$* u(t)=0.6\cos(628t+6\sin 10t);$$

$$\# u(t)=0.6\cos(100t+6\sin 10t);$$

$$\# u(t)=0.6\cos(100t+6\sin 62.8t);$$

$$\# u(t)=6\cos(628t+0.6\sin 10t);$$

4.1.24. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=1$, $f_0 = 50$ Гц; $\Omega = 2$ рад/с, $U_m=0.2$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

$$* u(t)=0.2\cos(314t+\sin 2t);$$

$$\# u(t)=0.2\cos(50t+\sin 2t);$$

$$\# u(t)=0.2\cos(314t+\sin 12.56t);$$

$$\# u(t)=\cos(314t+0.2\sin 2t);$$

4.1.25. Параметры сигнала ЧМ: $M_q=0.3$, $f_0 = 500$ Гц; $\Omega = 20$ рад/с, $U_m=0.02$ В. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

$$* u(t)=0.02\cos(3140t+0.3\sin 20t);$$

$$\# u(t)=0.02\cos(500t+0.3\sin 20t);$$

$$\# u(t)=0.02\cos(3140t+0.3\sin 125.6t);$$

$$\# u(t)=0.3\cos(3140t+0.02\sin 20t);$$

4.1.26. Формула ЧМ сигнала имеет вид: $u(t)=0.02\cos(3140t+0.3\sin 20t)$. Параметры этого сигнала ЧМ :

* $U_m=0.02$ В; $f_0=500$ Гц; $M_q=0.3$; $\Omega=20$ рад/с;

$U_m=0.02$ В; $f_0=3140$ Гц; $M_q=0.3$; $\Omega=20$ рад/с;

$U_m=0.02$ В; $f_0=500$ Гц; $M_q=0.3$; $\Omega=20$ Гц;

$U_m=0.3$ В; $f_0=500$ Гц; $M_q=0.02$; $\Omega=20$ рад/с;

4.1.27. Формула ЧМ сигнала имеет вид: $u(t)=0.2\cos(314t+\sin 2t)$;

Параметры этого сигнала ЧМ :

* $U_m=0.2$ В; $f_0=50$ Гц; $M_q=1$; $\Omega=2$ рад/с;

$U_m=0.2$ В; $f_0=314$ Гц; $M_q=1$; $\Omega=2$ рад/с;

$U_m=0.2$ В; $f_0=50$ Гц; $M_q=1$; $\Omega=2$ Гц;

$U_m=1$ В; $f_0=50$ Гц; $M_q=0.2$; $\Omega=2$ рад/с;

4.1.28. Формула ЧМ сигнала имеет вид: $u(t)=0.6\cos(628t+6\sin 10t)$.

Параметры этого сигнала ЧМ :

* $U_m=0.6$ В; $f_0=100$ Гц; $M_q=6$; $\Omega=10$ рад/с;

$U_m=0.6$ В; $f_0=628$ Гц; $M_q=6$; $\Omega=10$ рад/с;

$U_m=0.6$ В; $f_0=100$ Гц; $M_q=6$; $\Omega=10$ Гц;

$U_m=6$ В; $f_0=100$ Гц; $M_q=0.6$; $\Omega=10$ рад/с;

4.1.29. Формула ЧМ сигнала имеет вид: $u(t)=0.8\cos(6280t+9\sin 100t)$;

Параметры этого сигнала ЧМ :

* $U_m=0.8$ В; $f_0=1000$ Гц; $M_q=9$; $\Omega=100$ рад/с;

$U_m=0.8$ В; $f_0=6280$ Гц; $M_q=9$; $\Omega=100$ рад/с;

$U_m=0.8$ В; $f_0=1000$ Гц; $M_q=9$; $\Omega=100$ Гц;

$U_m=9$ В; $f_0=1000$ Гц; $M_q=0.8$; $\Omega=100$ рад/с;

$u(t)=5\cos(6280t+3\sin 628t)$;

4.1.30. Параметры сигнала ЧМ: $\Omega=3140$ рад/с, $U_m=2$ В, минимальная и максимальная частоты, соответственно, 8 кГц и 12 кГц. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

* $u(t)=2\cos(62800t+4\sin 3140t)$; # $u(t)=\cos(10000t+4\sin 3140t)$;

$u(t)=\cos(62800t+4\sin 62800t)$; # $u(t)=2\cos(62800t+2\sin 6280t)$;

4.1.31. Параметры сигнала ЧМ: $\Omega=314$ рад/с, $U_m=10$ В, минимальная и максимальная частоты, соответственно, 9 кГц и 11 кГц. Формула этого ЧМ сигнала имеет вид:

* $u(t)=10\cos(62800t+20\sin 314t)$; # $u(t)=10\cos(10000t+20\sin 314t)$;

$u(t)=\cos(62800t+20\sin 314t)$; # $u(t)=20\cos(62800t+10\sin 314t)$;

4.1.32. Формула ЧМ сигнала имеет вид: $u(t)=6\cos(628000t+2\sin 62800t)$;

Параметры этого сигнала ЧМ :

* $U_m=6$ В; $f_0=100$ кГц; $M_q=2$; $\Omega=62800$ рад/с;

$U_m=6$ В; $f_0=100$ рад/с; $M_q=2$; $\Omega=62800$ рад/с;

$U_m=6$ В; $f_0=100$ кГц; $M_q=2$; $\Omega=62800$ Гц;

$U_m=2$ В; $f_0=100$ кГц; $M_q=6$; $\Omega=62800$ рад/с;

4.1.33. Формула ЧМ сигнала имеет вид: $u(t)=5\cos(6280t+3\sin 628t)$;

Параметры этого сигнала ЧМ :

* $U_m=5$ В; $f_0=1$ кГц; $M_q=3$; $F=100$ Гц;

$U_m=5$ В; $f_0=1000$ рад/с; $M_q=3$; $\Omega=628$ рад/с;

$U_m=5$ В; $f_0=1$ кГц; $M_q=3$; $\Omega=628$ Гц;

$U_m=3$ В; $f_0=1$ кГц; $M_q=5$; $\Omega=628$ рад/с;

4.1.34. Формула для ЧМ сигнала имеет вид:

$$u(t)=9\cos(62800t+\sin 6280t) \text{ [В]}$$

Соответствие числовых значений параметров этого сигнала ЧМ соответствующим символам:

- * U_m ; * 9 В;
- * $M_{\text{ч}}$; * 1 ;
- * $\Pi_{\text{ЧМ}}$; * 4 кГц ;
- * ω_0 ; * 62800 рад/с;
- * Ω ; * 6280 рад/с;
- # 2;
- # 1 кГц;

4.1.35. Временная диаграмма ЧМ сигнала имеет следующие параметры: амплитуда $U_m = 4$ В, период несущей частоты изменяется от 0.5 мс до 1 мс с частотой 100 Гц.

Аналитическое выражение ЧМ сигнала при гармонической модуляции, имеет вид:

- * $u(t) = 4\cos(9420t + 5\sin 628t)$; # $u(t) = 4\cos(6280t + 5\sin 100t)$;
- # $u(t) = \cos(6280t + \sin 628t)$; # $u(t) = \cos(9420t + 5\sin 100t)$;

4.1.36. Период несущей частоты ЧМ сигнала изменяется от 0.5 мс до 1 мс с частотой 100 Гц. Ширина спектра ЧМ сигнала равна:

- * 1.2 кГц; # 0.6 кГц; # 1 кГц; # 2 кГц;

4.1.37. Формула для ЧМ сигнала имеет вид:

$$u(t) = 3\cos(62800t + \sin 6280t)$$

Частотомер измеряет частоту этого сигнала в моменты времени $t = 0.25 \cdot k \cdot 10^{-3}$ с, $k = 0, 1, 2, 3$. Порядок следования показаний прибора:

- * 11 кГц; * 10 кГц; * 9 кГц ; * 10 кГц;

4.2.1. Частотный модулятор содержит:

- * автогенератор и реактивный элемент, управляемый модулирующим сигналом;
- # автогенератор;
- # реактивный элемент, управляемый модулирующим сигналом;
- # автогенератор и ФНЧ;
- # резонансный контур;

4.2.2. Емкость резонансного контура частотного модулятора увеличилась в 4 раза.

Частота, генерируемая генератором :

- * уменьшилась в 2 раза;
- # уменьшилась в 4 раза;
- # уменьшилась в 16 раз;
- # увеличилась в 2 раза ;
- # увеличилась в 4 раза;

4.2.3. Среднее значение емкости резонансного контура частотного модулятора равно 10^{-4} мкФ , индуктивность равна 1 мкГн. Частота, генерируемая генератором, равна:

- * 10^8 рад/с ; # 10^8 Гц ; # 10^5 кГц ; # 10^5 рад/с ;

4.2.4. Емкость резонансного контура частотного модулятора в процессе модуляции изменяется от 10^{-4} мкФ до $4 \cdot 10^{-4}$ мкФ, индуктивность

равна 1 мкГн. Минимальная и максимальная частоты, генерируемые генератором равны, соответственно:

- * $5 \cdot 10^7$ рад/с; 10^8 рад/с ; # $5 \cdot 10^7$ Гц ; 10^8 Гц ; # $5 \cdot 10^7$ Гц ; 10^5 кГц;
- # $5 \cdot 10^4$ рад/с; 10^5 рад/с ;

4.2.5. Статическая модуляционная характеристика частотного модулятора – это зависимость:

- * частоты генерации генератора от напряжения смещения;

- # частоты генерации генератора от частоты модуляции;
- # амплитуды напряжения генератора от напряжения смещения;
- # частоты генерации генератора от несущей частоты;

4.2.6. СМХ частотного модулятора имеет вид:

$$\omega = 10^3/E \text{ [рад/с]; } 10\text{В} < E < 20\text{В};$$

Средняя девиация частоты равна:

- * 25 рад/с ; # 25 Гц ; # 100 Гц ; # 50 рад/с ;

4.2.7. СМХ частотного модулятора имеет вид:

$$\omega = 10^4/E \text{ [рад/с]. } 20\text{В} < E < 25\text{В};$$

Средняя девиация частоты равна:

- * 50 рад/с ; # 50 Гц ; # 100 Гц ; # 25 рад/с ;

4.2.8. СМХ частотного модулятора имеет вид:

$$\omega = 10^4/E \text{ [рад/с]; } 4\text{ В} < E < 5\text{В};$$

Средняя девиация частоты равна:

- * 250 рад/с ; # 250 Гц ; # 2000 Гц ; # 2500 рад/с ;

4.2.9. СМХ частотного модулятора имеет вид:

$$\omega = 10^4/E \text{ [рад/с]; } 4\text{В} < E < 5\text{В};$$

Модулирующая частота 100 рад/с. Средний индекс ЧМ равен:

- * 2,5 ; # 5 ; # 2,5 рад/с ; # 100 ; # 250 рад/с ;

4.2.10. СМХ частотного модулятора имеет вид:

$$f = 1.2 \cdot 10^4 / (E + 2) \text{ [Гц]; } 1\text{В} < E < 2\text{В}.$$

Модулирующая частота 6280 рад/с. Средний индекс ЧМ равен :

- * 0.5 ; # 5 ; # 2,5 ; # 1000 Гц ; # 0.5 рад/с ;

4.2.11. СМХ частотного модулятора имеет вид: $f = 2 \cdot 10^4 / E \text{ [Гц]; } E_{\text{рт}} = 2 \text{ В}.$

Индекс выходного ЧМ сигнала равен 1. Модулирующая частота 6280 р/с. Минимальная и максимальная генерируемые частоты :

- * 9 кГц; 11 кГц ; # 9 рад/с; 11 рад/с # 900 Гц; 1100 Гц;
- # 9000 рад/с; 11000 рад/с;

4.2.12. СМХ частотного модулятора имеет вид: $f = 2 \cdot 10^4 / E \text{ [Гц]; } E_{\text{рт}} = 2 \text{ В}.$

Индекс выходного ЧМ сигнала равен 2. Модулирующая частота 2 кГц.

Минимальная и максимальная генерируемые частоты, соответственно, _____ кГц, _____ кГц.

- * 6 кГц; 14 кГц ;

4.2.13. СМХ частотного модулятора имеет вид:

$$f = 10^4 / (E + 1) \text{ [Гц]}$$

Соответствие генерируемой частоты (справа) напряжению в рабочей точке (слева):

- * 1В ; * 5000 Гц;
- * 3 В ; * 2.5 кГц;
- * 0 В ; * 62800 рад/с;

4.2.14. СМХ частотного модулятора имеет вид $f = 10^3 / (E + 2) \text{ [Гц]}$. Напряжение в рабочей точке принимает значения: 3 В, 0 В, 8 В, 2 В. Порядок следования частот сигнала на выходе:

- * 200 Гц; * 0.5 кГц; * 628 рад/с; * 0.25 кГц;

4.2.15. СМХ частотного модулятора имеет вид:

$$f = 4 \cdot 10^4 / (E + 2) \text{ [Гц]; } E_{\text{рт}} = 1 \text{ В}.$$

Амплитуда напряжения модулирующего сигнала 1В.

Минимальная и максимальная частоты модулятора равны, соответственно, _____ кГц, _____ кГц.

- * 10 кГц; 20 кГц ;

4.2.16. СМХ частотного модулятора имеет вид $f=6 \cdot 10^3/(E+1)$ [Гц]. Минимальная и максимальная генерируемые частоты: 2 кГц и 3 кГц. Средняя девиация частоты, минимальное и максимальное значения смещения E , соответственно, равны:

* 0.5 кГц; 1 В; 2 В; # 0.5 кГц; 2 В; 1 В;
1 кГц; 1 В; 2 В; # 1 кГц; 2 В; 1 В;

4.2.17. СМХ частотного модулятора имеет вид $f=4 \cdot 10^3/(E+1)$ [Гц]. Минимальная и максимальная частоты частотного модулятора равны, соответственно, 1 кГц и 2 кГц. Средняя девиация частоты, минимальное и максимальное значения смещения E , соответственно равны ____ кГц, ____ В, ____ В.

* 0.5 кГц; 1 В; 3 В; # 0.5 кГц; 2 В; 1 В;
1 кГц; 1 В; 2 В; # 1 кГц; 2 В; 1 В;

4.2.18. СМХ частотного модулятора имеет вид $f=10^4/E$ [Гц]; $E_{\text{пр}}=3$ В. Соответствие амплитуде модулирующего сигнала (слева) минимальной и максимальной частотам частотного модулятора (справа):

* 1 В; * 2.5 кГц; 5 кГц;
* 2 В; * 2 кГц; 10 кГц;
3 кГц; 12 кГц;
1 кГц; 15 кГц;

4.2.19. СМХ частотного модулятора имеет вид $f=10^3/(E+3)$ [Гц]. Соответствие амплитуды модулирующего сигнала (справа) минимальной и максимальной частотам частотного модулятора (слева);

* 250 Гц; 500 Гц; * 1 В;
* 200 Гц; 1000 Гц; * 2 В;
3 В;
0.5 В;

4.2.20. СМХ частотного модулятора имеет вид $f=10^5/(E+1)$ [Гц]. Минимальная и максимальная частоты частотного модулятора равны, соответственно, 50 кГц и 100 кГц. Амплитуда модулирующего сигнала равна:

* 0.5 В; # 1 В;
2 В; # 3 В;

4.2.21. СМХ частотного модулятора имеет вид $f=2.4 \cdot 10^4/(E+3)$ [Гц]. Напряжение смещения изменяется от 1В до 3 В с модулирующей частотой 500 Гц. Сформированный ЧМ сигнал имеет амплитуду 5 В. Аналитическое выражение сформированного ЧМ сигнала для средних параметров имеет вид:

* $u(t)=5\cos(31400t+2\sin3140t)$; # $u(t)=5\cos(31400t+\sin3140t)$;
$u(t)=\cos(31400t+\sin3140t)$; # $u(t)=5\cos(31400t+\sin3140t)$;
$u(t)=5\cos(62800t+\sin6280t)$;

4.2.22. СМХ частотного модулятора имеет вид $f=2.4 \cdot 10^4/(E+3)$ [Гц]. Напряжение смещения изменяется от 1В до 3 В с модулирующей частотой 250 Гц. Сформированный ЧМ сигнал имеет амплитуду 3 В. Аналитическое выражение сформированного ЧМ сигнала для средних параметров имеет вид:

* $u(t)=3\cos(31400t+4\sin1570t)$; # $u(t)=\cos(31400t+\sin3140t)$;
$u(t)=5\cos(31400t+\sin3140t)$; # $u(t)=5\cos(62800t+\sin6280t)$;

4.2.23. Слева указаны амплитуда, несущая частота, индекс ЧМ и модулирующая частота, соответственно. Соответствие аналитического выражения ЧМ сигнала (справа) параметрам слева:

* 2 В, 31400 рад/с, 1, 6280 рад/с; * $u(t)=2\cos(31400t+\sin6280t)$;
* 5 В, 31400 рад/с, 1, 3140 рад/с; * $u(t)=5\cos(31400t+\sin3140t)$;
* 1 В, 10 кГц, 4, 3140 рад/с; * $u(t)=\cos(62800t+4\sin3140t)$;

* 7 В, 31400 рад/с, 5, 500 Гц; * $u(t)=7\cos(31400t+5\sin 3140t)$;

4.2.24. Статическая модуляционная характеристика частотного модулятора имеет вид $f=2.4 \cdot 10^4/(E+3)$ [Гц] . Напряжение смещения изменяется от 1В до 3 В с модулирующей частотой 500 Гц. Сформированный ЧМ сигнал имеет амплитуду 15 В. Соответствие средних параметров сформированного ЧМ сигнала обозначениям:

* U_m ; * 15 ;
* ω_0 ; * 31400 ;
* M_q ; * 2 ;
* Ω ; * 3140 ;
 # 62800 ;
 # 3 ;

4.3.1. На вход частотного детектора подается сигнал:

* ЧМ; # АМ; # ФМ;
ОФМ; # ИКМ;

4.3.2. Назначение частотного детектора – сформировать сигнал, соответствующий закону изменения:

* частоты входного сигнала;
амплитуды входного сигнала;
фазы входного сигнала;
производной входного сигнала;

4.3.3. Частотный детектор на расстроенных контурах содержит:

* два резонансных контура, симметрично расстроенных относительно средней частоты ЧМ сигнала, и два амплитудных детектора;
два резонансных контура, симметрично расстроенных относительно средней частоты ЧМ сигнала и генератор ;
два амплитудных детектора и контур;

4.3.4. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t)=U_m\cos(1000t+2\sin 100t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $800 \div 1200$ (рад/с); # $200 \div 400$ (рад/с) ; # $-200 \div 200$ (рад/с) ;
$900 \div 1100$ (рад/с) ; # $1000 \div 1200$ (рад/с);

4.3.5. Назначение ФНЧ в частотном детекторе:

* выделить из тока диода модулирующую частоту;
создать модулирующую частоту в спектре тока диода;
усилить входной сигнал;
создать несущую частоту в спектре выходного тока;

4.3.6. Статическая характеристика детектирования частотного детектора – это зависимость:

* постоянной составляющей выходного тока от частоты входного сигнала;
постоянной составляющей выходного тока от амплитуды входного сигнала;
постоянной составляющей выходного тока от фазы входного сигнала;

4.3.7. Рабочая точка на статической характеристике частотного детектора выбирается:

* в середине линейного участка СХД;
в середине линейного участка ВАХ диода;
в любой точке нелинейного участка СХД;
на участке насыщения СХД;

4.3.8. Статическая характеристика частотного детектора имеет вид:

$$I_0 = 2(w - w_0) \text{ [mA]}; \quad |w - w_0| < 6280 \text{ рад/с}$$

Максимально допустимая девиация частоты входного ЧМ сигнала при отсутствии искажений, равна :

$$* 1000 \text{ Гц}; \quad \# 6280 \text{ Гц}; \quad \# 3140 \text{ Гц}; \quad \# 2000 \text{ Гц};$$

4.3.9. Статическая характеристика частотного детектора имеет вид:

$$I_0 = A(w - w_0) \text{ [mA]}; \quad |w - w_0| < 31400 \text{ рад/с}$$

Максимально допустимая девиация частоты входного ЧМ сигнала при отсутствии искажений, равна :.

$$* 5000 \text{ Гц}; \quad \# 5000 \text{ рад/с}; \quad \# 31400 \text{ Гц}; \quad \# 10 \text{ кГц};$$

4.3.10. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t) = 100 \cos(628t + \sin 28t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

$$* 600 \div 656 \text{ (рад/с)}; \quad \# 28 \div 56 \text{ (рад/с)}; \quad \# -28 \div 28 \text{ (рад/с)}; \\ \# 72 \div 128 \text{ (рад/с)}; \quad \# 100 \div 128 \text{ (рад/с)};$$

4.3.11. Модулирующий сигнал $\cos \Omega t$. Частота ЧМ сигнала изменяется по закону:

$$* \Delta \omega \cos \Omega t; \quad \# \Delta \omega \sin \Omega t; \quad \# \Delta \omega \Omega t; \quad \# \Omega t;$$

4.3.12. Модулирующий сигнал $\Delta \omega \cos \Omega t$. Фаза ЧМ сигнала изменяется по закону:

$$* M_{\varphi} \sin \Omega t; \quad \# \Delta \omega \cos \Omega t; \quad \# \Delta \omega \Omega t; \quad \# \Omega t;$$

4.3.13. Фаза ЧМ сигнала изменяется по закону $M_{\varphi} \sin \Omega t$. Напряжение на выходе частотного детектора изменяется по закону:

$$* \Delta \omega \cos \Omega t; \quad \# M_{\varphi} \sin \Omega t; \quad \# \Delta \omega \Omega t; \quad \# \Omega t;$$

4.3.14. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t) = 16 \cos(314t + \sin 2t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

$$* 312 \div 316 \text{ (рад/с)}; \quad \# 2 \div 4 \text{ (рад/с)}; \quad \# -2 \div 2 \text{ (рад/с)}; \\ \# 14 \div 18 \text{ (рад/с)}; \quad \# 314 \div 318 \text{ (рад/с)};$$

4.3.15. Сигнал на выходе частотного детектора в отсутствии помех и искажений :

* пропорционален модулирующему сигналу;

обратно пропорционален модулирующему сигналу;

не зависит от модулирующего сигнала;

пропорционален амплитуде ЧМ сигнала;

4.3.16. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t) = 40 \cos(2000t + 5 \sin 40t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

$$* 1800 \div 2200 \text{ (рад/с)}; \quad \# 40 \div 80 \text{ (рад/с)}; \quad \# -40 \div 40 \text{ (рад/с)}; \\ \# 0 \div 80 \text{ (рад/с)}; \quad \# 2000 \div 2040 \text{ (рад/с)};$$

4.3.17. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t) = 60 \cos(6280t + 3 \sin 628t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

$$* 700 \div 1300 \text{ (Гц)}; \quad \# 628 \div 1256 \text{ (рад/с)}; \quad \# -628 \div 628 \text{ (рад/с)}; \\ \# 6280 \div 6580 \text{ (Гц)}; \quad \# 5980 \div 6280 \text{ (рад/с)};$$

4.3.18. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t) = 125 \cos(62800t + \sin 6280t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

$$* 9 \div 11 \text{ (кГц)}; \quad \# 9000 \div 11000 \text{ (рад/с)}; \quad \# -6280 \div 6280 \text{ (рад/с)}; \\ \# 9 \div 10 \text{ (кГц)}; \quad \# 10 \div 11 \text{ (кГц)};$$

4.3.19. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t)=5\cos(6280t+4\sin 628t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $600 \div 1400$ (Гц); # $628 \div 1256$ (рад/с) ; # $-628 \div 628$ (рад/с) ;
$1000 \div 1400$ (Гц) ; # $5980 \div 6280$ (рад/с);

4.3.20. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t)=8\cos(10t+5\sin t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $5 \div 15$ (рад/с); # $10 \div 15$ (рад/с) ; # $-5 \div 5$ (рад/с) ;
$0 \div 10$ (рад/с) ; # $5 \div 15$ (Гц);

4.3.21. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t)=0.8\cos(16t+4\sin 2t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $8 \div 24$ (рад/с); # $16 \div 24$ (рад/с) ; # $-8 \div 8$ (рад/с) ;
$-2 \div 2$ (рад/с) ; # $8 \div 24$ (Гц);

4.3.22. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t)=48\cos(1000t+0.5\sin 100t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $950 \div 1050$ (рад/с); # $1000 \div 1050$ (рад/с) ; # $-100 \div 100$ (рад/с) ;
$950 \div 1000$ (рад/с) ; # $950 \div 1050$ (Гц);

4.3.23. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t)=80\cos(510t+5\sin 2t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $500 \div 520$ (рад/с); # $10 \div 20$ (рад/с) ; # $-5 \div 5$ (рад/с) ;
$-2 \div 2$ (рад/с) ; # $500 \div 520$ (Гц);

4.3.24. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t)=0.18\cos(6280t+6\sin 628t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $400 \div 1600$ (Гц); # $400 \div 1600$ (рад/с) ; # $-628 \div 628$ (рад/с) ;
$-6 \div 6$ (Гц) ; # $1000 \div 1600$ (Гц);

4.3.25. На вход частотного детектора поступает сигнал ЧМ:

$$u(t)=0.9\cos(6280t+1.5\sin 628t).$$

СХД частотного детектора должна быть линейна в диапазоне:

* $850 \div 1150$ (Гц); # $850 \div 1150$ (рад/с) ; # $-628 \div 628$ (рад/с) ;
$-1.5 \div 1.5$ (Гц) ; # $1000 \div 1150$ (Гц);

6.1.1. _____ сигнал в произвольные моменты времени может принимать любые, сколь угодно близкие друг к другу значения.

- * Непрерывный;
- # Дискретный;
- # Двоичный;
- # Бинарный;

6.1.2. Сигнал, принимающий только 2 значения, называется:

* двоичным; * бинарным; # непрерывным;

6.1.3. _____ - это замена непрерывного сигнала дискретными отсчетами.

* Дискретизация;

Усиление;

Кодирование;

Фильтрация;

6.1.4. Уровни квантования 0, 1, 2, 3, 4, 5, Отсчеты сигнала равны 8.2 ; 6.65 ; 0.13 ; 1.48. Порядок следования отсчетов на выходе квантователя :

* 8 ; * 7 ; * 0 ; * 1 ; # 2; # 6;

6.1.5. Уровни квантования 0, 1, 2, 3, 4, 5, Отсчеты сигнала равны 7.82 ; 0.65 ; 0.13 ; 1.148. Порядок следования отсчетов на выходе квантователя :

* 8 ; * 1 ; * 0 ; * 1 ; # 7; # 2;

6.1.6. _____ - это замена истинных значений сигнала ближайшими разрешенными значениями.

* Квантование;

Кодирование;

Фильтрация;

Дискретизация;

6.1.7. _____ - это замена квантованных уровней сигнала кодовыми комбинациями.

* Кодирование;

Квантование;

Фильтрация;

Дискретизация;

6.1.8. Уровни квантования 0, 1, 2, 3, 4, 5, ... Отсчеты сигнала равны 0.82 ; 4.65 ; 3.63 ; 6.8. Порядок следования отсчетов на выходе квантователя :

* 1 ; * 5 ; * 4 ; * 7 ; # 3; # 6;

6.1.9. Порядок выполнения операций при переходе от непрерывного сигнала к сигналу ИКМ:

* дискретизация; * квантование; * кодирование; # ограничение; #декодирование;

6.1.10. Уровни квантования 0, 1, 2, 3, ... Сигнал принял значение 2,64. Значение сигнала на выходе квантователя:

* 3 ; # 2 ; # 2.6 ; # 1 ; # 2,7

6.1.11. Уровни квантования 0, 1, 2, 3, ... Сигнал принял значение 1,75. Значение сигнала на выходе квантователя равно:

* 2 ; # 1 ; # 3 ; # 0 ; # 1,7

6.1.12. Уровни квантования 0, 1, 2, 3, 4, 5, ... Отсчеты сигнала равны 0.2 ; 4.65 ; 2.33 ; 1.8. Порядок следования отсчетов на выходе квантователя :

* 0 ; * 5 ; * 2 ; * 2 ; # 1; # 4;

6.1.13. Уровни квантования 0, 1, 2, 3, 4, 5, ... Соответствие отсчетов на выходе квантователя (справа) значениям сигнала на его входе (слева):

* 4.9; * 5 ;
* 2.67 ; * 3 ;
* 3.12 ; * 3 ;
* 1.45 ; * 1 ;
* 0.45 ; * 0 ;

6.1.14. Соответствие наименования сигнала (справа) выходному сигналу устройства, указанному слева:

* Дискретизатор; * Дискретизированный сигнал;
* Квантователь ; * Квантованный сигнал;
* Кодер ; * Сигнал ИКМ;

6.1.15. Кодер превращает квантованный уровень в соответствующее двоичное число, т.е. в комбинацию из 3-х символов. На входе кодера 6-ой уровень. На выходе комбинация:

* 110 ; * 101 ; # 111; # 011; # 001 ;

6.1.16. Кодер превращает квантованный уровень в соответствующее двоичное число, т.е. в комбинацию из 3-х символов. На входе кодера 5-ой уровень. На выходе комбинация :

* 101 ; # 111; # 011; # 110 ; # 001 ;

6.1.17. Кодер превращает квантованный уровень в соответствующее двоичное число, т.е. в комбинацию из 3-х символов. На входе кодера уровни: 4, 7, 3, 0. Порядок следования комбинаций на выходе:

* 100 ; * 111; * 011; * 000 ; # 001 ; # 101;

6.1.18. Кодер превращает квантованный уровень в соответствующее двоичное число, т.е. в комбинацию из 3-х символов. Соответствие комбинаций на выходе кодера уровням на входе:

* 5 ; * 101 ;
* 7 ; * 111 ;
* 0 ; * 000 ;
* 1 ; * 001 ;
* 2 ; * 010;

6.1.19. Количество уровней квантования равно 16. Длина кодовой комбинации двоичного сигнала ИКМ равна:

* 4 ; # 2; # 16; # 3 ; # 5 ;

6.1.20. Количество уровней квантования равно 256. Длина кодовой комбинации сигнала ИКМ равна:

* 8 ; # 4 ; # 5 ; # 3 ; # 7 ;

6.1.21. Соответствие длины кодовой комбинации сигнала ИКМ (справа) количеству уровней квантования (слева):

* 256 ; * 8 ;
* 16 ; * 4 ;
* 128 ; * 7 ;
* 64 ; * 6 ;

6.1.22. Сигнал принимает квантованное значение 30. Кодовая комбинация сигнала ИКМ:

* 11110 ; * 00111 ; * 00011 ; * 01000 ;

6.1.23. Длина кодовой комбинации сигнала ИКМ равна 7. Код двоичный.

Количество уровней квантования равно:

* 128 ; # 64 ; # 7 ; # 2 ; # 14 ;

6.1.24. Длина кодовой комбинации сигнала ИКМ равна 10. Код двоичный.

Количество уровней квантования равно:

* 1024 ; # 10 ; # 2 ; # 20 ; # 256 ;

6.1.25. Длина кодовой комбинации сигнала ИКМ принимает значения: 6, 5, 8, 4. Код двоичный. Порядок следования соответствующего количества уровней квантования:

* 64 ; * 32 ; * 256 ; * 16 ; # 1024 ; # 8 ;

6.1.26. Соответствие количества уровней квантования (справа) длине кодовой комбинации сигнала ИКМ (слева), если код двоичный :

* 6 ; * 64 ;
* 5 ; * 32 ;
* 9 ; * 512 ;
* 4 ; * 16 ;

6.1.27. Порядок следования операций при переходе от сигнала ИКМ к аналоговому сигналу:

* декодирование ; * фильтрация (интерполяция) ; # дискретизация ;
квантование ; # кодирование ;

6.2.1. Ширина спектра аналогового сигнала равна F . Длина двоичной кодовой комбинации n . Шаг квантования Δ . Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* $2nF$; $\Delta^2/12$; # $2F$; $\Delta^2/12$; # $2nF$; Δ^2 ; # $2\Delta F$; $\Delta^2/4$;

6.2.2. Помеха, возникающая в процессе операции квантования, называется :

* шум квантования ; # белый шум ;
шум кодирования ; # тепловой шум ;

6.2.6. Порядок следования символов в формуле, определяющей ФПВ шума квантования, если шаг квантования Δ :

* $W(x)$; * $=$; * $1/2\Delta$; * при ; * $|x|$; * $\leq$; * $\Delta/2$;

6.2.14. Нормальный случайный процесс x с нулевым средним квантуется на 2 уровня: 1, если $x > 0$; -1, если $x < 0$.

Вероятность единицы на выходе квантователя равна :

* 0.5 ; # 1 ; # 0 ; # 2 ;

6.2.18. _____ - это восстановление частично искаженных помехой импульсов.

* Регенерация ; # квантование ; # кодирование ; # дискретизация ;

6.2.3. Ширина спектра аналогового сигнала равна 1 кГц. Длина двоичной кодовой комбинации 6. Шаг квантования 3 В. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 12 кГц ; 0.75 В^2 ; # 6 кГц ; 0.75 В^2 ; # 12 кГц ; 9 В^2 ; # 1 кГц ; 0.25 В^2 ;

6.2.4. Сигнал изменяется от 0 до 255 мВ. Количество уровней квантования 256. Шаг квантования равен:

* 1 мВ ; # 2 мВ ; # 255 мВ ; # $255/256 \text{ мВ}$;

6.2.5. Шаг квантования равен 1 мВ. Шум квантования равномерно распределен в диапазоне:

* от -0.5 мВ до 0.5 мВ ; # от -1 мВ до 1 мВ ;
от 0 до 0.5 мВ ; # от 0 до 1 мВ ;

6.2.7. Ширина спектра аналогового сигнала равна 2 кГц. Количество уровней квантования 128. Шаг квантования 2 В. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 28 кГц; $1/3 \text{ В}^2$; # 128 кГц; 0.75 В^2 ; # 14 кГц; $4/12 \text{ В}^2$; # 4 кГц; $1/6 \text{ В}^2$;

6.2.8. Ширина спектра аналогового сигнала равна 3 кГц. Длина двоичной кодовой комбинации 7. Шаг квантования 6 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 42 кГц; 3 мВ^2 ; # 42 кГц; 36 мВ^2 ; # 21 кГц; 3 мВ^2 ; # 6 кГц; 3 В^2 ;

6.2.9. Ширина спектра аналогового сигнала равна 4 кГц. Количество уровней квантования 64. Шаг квантования 4 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 48 кГц; $4/3 \text{ мВ}^2$; # 8 кГц; $4/3 \text{ мВ}^2$; # 48 кГц; $4/12 \text{ мВ}^2$; # 8 кГц; $4/3 \text{ мВ}^2$;

6.2.10. Ширина спектра аналогового сигнала равна 4 кГц. Количество уровней квантования 256. Шаг квантования 12 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 64 кГц; 12 мВ^2 ; # 128 кГц; 12 мВ^2 ; # 64 кГц; 144 мВ^2 ; # 128 кГц; 1 мВ^2 ;

6.2.11. Ширина спектра аналогового сигнала равна 5 кГц. Количество уровней квантования 128. Шаг квантования 1.2 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 70 кГц; 0.12 мВ^2 ; # 70 кГц; 12 мВ^2 ; # 10 кГц; 0.12 мВ^2 ;

10 кГц; 1.2 мВ^2 ;

6.2.12. Ширина спектра аналогового сигнала равна 10 кГц. Количество уровней квантования 32. Шаг квантования 0.12 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 100 кГц; 0.0012 мВ^2 ; # 100 кГц; 0.12 мВ^2 ; # 20 кГц; 0.0012 мВ^2 ;

20 кГц; 0.12 мВ ;

6.2.13. Ширина спектра аналогового сигнала равна 1 кГц. Количество уровней квантования 1024. Шаг квантования 12 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 20 кГц; 12 мВ^2 ; # 20 кГц; 12 мВ ; # 2 кГц; 144 мВ^2 ; # 20 кГц; 12 мВ^2 ;

6.2.15. Интервал дискретизации равен 3 мс. Количество уровней квантования 8. Ширина спектра сигнала ИКМ равна:

* 1 кГц; # 3 кГц; ; # 8 кГц; ; # 6 кГц; # 2 кГц;

6.2.16. Интервал дискретизации равен 7 мкс. Количество уровней квантования 128. Ширина спектра сигнала ИКМ равна:

* 1 МГц; # 7 МГц; ; # 128 кГц; ; # 128 МГц; # 14 кГц;

6.2.17. Интервал дискретизации равен 6 мкс. Количество уровней квантования 64. Шаг квантования 12 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 1 МГц; 12 мВ^2 ; # 1 МГц; 12 мВ ; # $1/6 \text{ МГц}$; 144 мВ^2 ; # 6 МГц; 12 мВ^2 ;

6.2.19. Интервал дискретизации равен 5 мс. Количество уровней квантования 32. Шаг квантования 6 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

* 1 кГц; 3 мВ^2 ; # 1 кГц; 3 мВ ; # $1/5 \text{ МГц}$; 3 мВ^2 ; # 1 МГц; 6 мВ^2 ;

6.2.20. Интервал дискретизации равен 3мс. Количество уровней квантования 64. Шаг квантования 6 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

$$* 2 \text{ кГц}; 3 \text{ мВ}^2; \# 2 \text{ кГц}; 3 \text{ мВ}; \# 1/3 \text{ МГц}; 3 \text{ мВ}^2; \# 2 \text{ МГц}; 6 \text{ мВ}^2;$$

6.2.21. Интервал дискретизации равен 4мс. Количество уровней квантования 256. Шаг квантования 6 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

$$* 2 \text{ кГц}; 3 \text{ мВ}^2; \# 2 \text{ кГц}; 3 \text{ мВ}; \# 1/3 \text{ МГц}; 3 \text{ мВ}^2; \# 2 \text{ МГц}; 6 \text{ мВ}^2;$$

6.2.22. Интервал дискретизации равен 2 мс. Количество уровней квантования 16. Шаг квантования 2 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

$$* 2 \text{ кГц}; 1/3 \text{ мВ}^2; \# 2 \text{ кГц}; 1/3 \text{ мВ}; \# 1/2 \text{ МГц}; 2 \text{ мВ}^2; \# 2 \text{ МГц}; 4 \text{ мВ}^2;$$

6.2.23. Интервал дискретизации равен 1 мкс. Количество уровней квантования 4. Шаг квантования 1 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

$$* 2 \text{ МГц}; 1/12 \text{ мВ}^2; \# 2 \text{ МГц}; 1/12 \text{ мВ}; \# 1 \text{ МГц}; 1/12 \text{ мВ}^2; \# 2 \text{ МГц}; 1 \text{ мВ}^2;$$

6.2.24. Интервал дискретизации равен 2 мкс. Количество уровней квантования 4. Шаг квантования 3 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

$$* 1 \text{ МГц}; 0.75 \text{ мВ}^2; \# 1 \text{ МГц}; 0.75 \text{ мВ}; \# 1 \text{ кГц}; 0.75 \text{ мВ}^2; \# 0.5 \text{ МГц}; 3 \text{ мВ}^2;$$

6.2.25. Интервал дискретизации равен 8 мкс. Количество уровней квантования 16. Шаг квантования 3 мВ. Ширина спектра сигнала ИКМ и дисперсия шума квантования равны, соответственно:

$$* 0.5 \text{ МГц}; 0.75 \text{ мВ}^2; \# 0.5 \text{ МГц}; 0.75 \text{ мВ}; \# 0.5 \text{ кГц}; 0.75 \text{ мВ}^2; \# 0.5 \text{ МГц}; 3 \text{ мВ}^2;$$

7.1.1. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=1$, $b_0=0.2$, $b_1=0.6$, $b_2=-0.9$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$* y_i = y_{i-1} + 0.2x_i + 0.6x_{i-1} - 0.9x_{i-2}; \quad \# y_i = y_{i-2} + 0.2x_i + 0.5x_{i-2}; \\ \# y_i = y_{i-1} + 0.2x_{i-1} + 0.6x_{i-2} - 0.9x_{i-2}; \quad \# y_i = y_{i-1} + 0.2x_i + 0.6x_{i-1};$$

7.1.2. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=1$, $a_2=-0.1$, $b_0=0.1$, $b_1=0.5$, $b_2=-0.7$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$* y_i = y_{i-1} - 0.1y_{i-2} + 0.1x_i + 0.5x_{i-1} - 0.7x_{i-2}; \\ \# y_i = -0.1y_{i-2} + 0.1x_i + 0.5x_{i-1} - 0.7x_{i-2}; \\ \# y_i = -0.1y_{i-1} + 0.1x_i + 0.5x_{i-1} - 0.7x_{i-2}; \\ \# y_i = y_i - 0.1y_{i-1} + 0.1x_i + 0.5x_{i-1} - 0.7x_{i-2};$$

7.1.3. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=1$, $a_2=-0.3$, $b_0=0.1$, $b_2=-0.27$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$* y_i = y_{i-1} - 0.3y_{i-2} + 0.1x_i - 0.27x_{i-2}; \\ \# y_i = y_{i-2} + 0.1x_i - 0.3x_{i-1} - 0.27x_{i-2}; \\ \# y_i = y_{i-1} - 0.3y_{i-2} + 0.1x_i - 0.27x_{i-1}; \\ \# y_i = y_i - 0.3y_{i-1} + 0.1y_{i-2} - 0.27y_{i-3};$$

7.1.4. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=2$, $a_2=0$, $b_0=0.8$, $b_1=-2.5$, $b_2=-1.1$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$* y_i = 2y_{i-1} + 0.8x_i - 2.5x_{i-1} - 1.1x_{i-2}; \\ \# y_i = 2y_{i-2} + 0.8x_i - 2.5x_{i-1} - 1.1x_{i-2}; \\ \# y_i = 2y_i + 0.8x_i - 2.5x_{i-1} - 1.1x_{i-2}; \\ \# y_i = 2x_i + 0.8x_{i-1} - 2.5x_{i-2} - 1.1x_{i-3};$$

7.1.5. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=1$, $b_0=2$, $b_2=-0.5$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$\begin{aligned} * y_i &= y_{i-1} + 2x_i + 0.5x_{i-2} ; & \# y_i &= y_{i-2} + 2x_i + 0.5x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_{i-1} + 2x_{i-1} + 0.5x_{i-2} ; & \# y_i &= y_{i-1} + 2x_i + 0.5x_{i-1} ; \end{aligned}$$

7.1.6. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=0$, $a_2=1$, $b_0=1.28$, $b_1=-1.15$, $b_2=-1.9$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$\begin{aligned} * y_i &= y_{i-2} + 1.28x_i - 1.15x_{i-1} - 1.9x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_{i-1} + 1.28x_i - 1.15x_{i-1} - 1.9x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_i + 1.28x_i - 1.15x_{i-1} - 1.9x_{i-2} ; \\ \# y_i &= x_i + 1.28x_{i-1} - 1.15x_{i-2} - 1.9x_{i-3} ; \end{aligned}$$

7.1.7. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=1$, $a_2=-0.9$, $b_0=0.1$, $b_1=-0.15$, $b_2=-1.7$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$\begin{aligned} * y_i &= y_{i-1} - 0.9y_{i-2} + 0.1x_i - 0.15x_{i-1} - 1.7x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_{i-2} - 0.9y_{i-2} + 0.1x_i - 0.15x_{i-1} - 1.7x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_i - 0.9y_{i-1} + 0.1x_i - 0.15x_{i-1} - 1.7x_{i-2} ; \\ \# y_i &= x_i - 0.9x_{i-1} + 0.1x_{i-2} - 0.15x_{i-3} - 1.7x_{i-4} ; \end{aligned}$$

7.1.8. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=1$, $a_2=-1$, $b_0=0.51$, $b_1=-0.05$, $b_2=-1$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$\begin{aligned} * y_i &= y_{i-1} - y_{i-2} + 0.51x_i - 0.05x_{i-1} - x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_i - y_{i-1} + 0.51x_i - 0.05x_{i-1} - x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_{i-1} + 0.51x_i - 0.05x_{i-1} - x_{i-2} ; \\ \# y_i &= x_i - x_{i-1} + 0.51x_{i-2} - 0.05x_{i-3} - x_{i-4} ; \end{aligned}$$

7.1.9. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=1$, $a_2=-0.1$, $b_0=1$, $b_1=-1.05$, $b_2=-2.1$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$\begin{aligned} * y_i &= y_{i-1} - 0.1y_{i-2} + x_i - 1.05x_{i-1} - 2.1x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_i - 0.1y_{i-2} + x_i - 1.05x_{i-1} - 2.1x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_i - 0.1y_{i-1} + x_i - 1.05x_{i-1} - 2.1x_{i-2} ; \\ \# y_i &= x_i - 0.1x_{i-1} + x_{i-2} - 1.05x_{i-3} - 2.1x_{i-4} ; \end{aligned}$$

7.1.10. Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны: $a_1=0$, $a_2=0$, $b_0=1$, $b_1=-1$, $b_2=1$. Разностное уравнение этого фильтра имеет вид:

$$\begin{aligned} * y_i &= x_i - x_{i-1} + x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_i + y_{i-2} + x_i - x_{i-1} + x_{i-2} ; \\ \# y_i &= y_i - y_{i-1} + x_i - x_{i-1} + x_{i-2} ; \\ \# y_i &= x_i + x_{i-1} + x_{i-2} - x_{i-3} + x_{i-4} ; \end{aligned}$$

7.2.1. Импульсная реакция цифрового фильтра – это реакция фильтра на сигнал вида:

$$\begin{aligned} * x_i &= 1 \text{ при } i=0 ; & x_i &= 0 \text{ при } i \neq 0 ; \\ \# x_i &= 1 \text{ при } i>0 ; \\ \# x_i &= 1 \text{ при } i \neq 0 ; \\ \# x_i &= 0 \text{ при } i=0 ; & x_i &= 1 \text{ при } i \neq 0 ; \end{aligned}$$

7.2.2. Переходная характеристика цифрового фильтра – это реакция фильтра на сигнал вида:

$$\begin{aligned} * x_i &= 1 \text{ при } i \geq 0 ; & x_i &= 0 \text{ при } i < 0 ; \\ \# x_i &= 1 \text{ при } i=0 ; \\ \# x_i &= 1 \text{ при } i \neq 0 ; \\ \# x_i &= 0 \text{ при } i=0 ; & x_i &= 1 \text{ при } i \neq 0 ; \end{aligned}$$

7.2.3. Разностное уравнение цифрового фильтра имеет вид:

$$y_i = y_{i-1} + x_i - 0.5x_{i-1} ;$$

Первые два отсчета импульсной реакции фильтра равны:

$$* 1 ; 0.5 ; \# 1 ; 1 ; \# 0.5 ; 1 ; \# 0.5 ; 0.5 ;$$

7.2.4. Разностное уравнение цифрового фильтра имеет вид:

$$y_i = 2y_{i-1} + x_i - 2x_{i-1} ;$$

Первые два отсчета импульсной реакции фильтра равны:

$$\begin{array}{ll} * g_0 = 1, g_1 = 0 ; & \# g_0 = 1, g_1 = 1 ; \\ \# g_0 = 0, g_1 = 1 ; & \# g_0 = 1, g_1 = -1 ; \end{array}$$

7.2.5. Разностное уравнение цифрового фильтра имеет вид:

$$y_i = y_{i-1} + 2x_i - 2x_{i-1} ;$$

Первые два отсчета переходной характеристики фильтра равны:

$$* 2 ; 2 ; \quad \# 1 ; 1 ; \quad \# 0 ; 0 ; \quad \# 2 ; -2 ;$$

7.2.6. Разностное уравнение цифрового фильтра имеет вид:

$$y_i = 2y_{i-1} + x_i - 5x_{i-1} ;$$

Первые два отсчета переходной характеристики фильтра равны:

$$* 1, -2 ; \quad \# 1 ; 1 ; \quad \# -1 ; 1 ; \quad \# 2 ; -2 ;$$

7.2.7. Разностное уравнение цифрового фильтра имеет вид:

$$y_i = 3y_{i-1} + 2x_i - 2x_{i-1} ;$$

Первые два отсчета импульсной реакции фильтра равны:

$$\begin{array}{ll} * g_0 = 2, g_1 = 4 ; & \# g_0 = 2, g_1 = 0 ; \\ \# g_0 = 0, g_1 = 2 ; & \# g_0 = 4, g_1 = -1 ; \end{array}$$

7.2.8. Z-преобразование от сигнала вида:

$$x_i = 1 \text{ при } i=0 ; \quad x_i = 0 \text{ при } i \neq 0 ;$$

равно:

$$* 1 ; \quad \# 0 ; \quad \# -1 ; \quad \# z ;$$

7.2.9. Z-преобразование от сигнала вида:

$$x_i = 1 \text{ при } i \geq 0 ; \quad x_i = 0 \text{ при } i < 0 ;$$

равно:

$$* 1+z^{-1}+z^{-2}+ \dots ; \quad \# 1+z+z^2+ \dots ; \quad \# 1 ; \quad \# z^{-1} ;$$

7.2.10. Разностное уравнение цифрового фильтра имеет вид:

$$y_i = y_{i-1} + 0.9x_i - 0.2x_{i-1} ;$$

Первые два отсчета импульсной реакции фильтра равны:

$$\begin{array}{ll} * g_0 = 0.9, g_1 = 0.7 ; & \# g_0 = 0.7, g_1 = 0.9 ; \\ \# g_0 = 0, g_1 = 1 ; & \# g_0 = 0.9, g_1 = -0.2 ; \end{array}$$

7.2.11. Разностное уравнение цифрового фильтра имеет вид:

$$y_i = y_{i-1} + 3x_i - 4x_{i-1} ;$$

Первые два отсчета переходной характеристики фильтра равны:

$$* 3, 2 ; \quad \# 3 ; 1 ; \quad \# -3 ; 2 ; \quad \# 2 ; 3 ;$$

7.2.12. Разностное уравнение цифрового фильтра имеет вид:

$$y_i = 2y_{i-1} + 2x_i + 2x_{i-1} ;$$

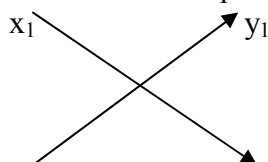
Первые два отсчета переходной характеристики фильтра равны:

$$* 2, 8 ; \quad \# 1 ; 1 ; \quad \# 8 ; 2 ; \quad \# 2 ; -2 ;$$

7.2.13. Базовая операция быстрого преобразования Фурье называется:

* «бабочка» ; $\#$ «птичка» ; $\#$ «синичка» ; $\#$ «звездочка» ;

7.2.14. В соответствии с базовой операцией быстрого преобразования Фурье:



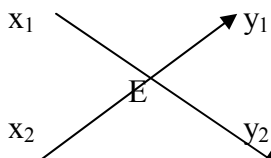
E

x₂ y₂

значение y₁ равно:

* x₁ + x₂E ; # x₁ - x₂E ; # x₁ ; # x₂E ;

7.2.15. В соответствии с базовой операцией быстрого преобразования Фурье:



значение y₂ равно:

* x₁ - x₂E ; # x₁ + x₂E ; # x₁ ; # x₂E ;

7.2.16. Передаточная характеристика ЦФ равна:

* отношению z-преобразований $Y(z)/X(z)$;
 # отношению z-преобразований $X(z)/Y(z)$;
 # отношению z-преобразований $Z(y)/Z(x)$;
 # отношению z-преобразований $Z(x) / Z(y)$;

7.2.17. ЦФ устойчив, если:

* $|ZP_{1,2}| < 1$;
 # $|ZP_{1,2}| = 1$; ;
 # $|ZP_{1,2}| > 1$; ;
 # $|ZP_{1,2}| < \infty$;

8.1.1. Согласованный фильтр обеспечивает на выходе _____ отношение энергии сигнала к энергии шума.

* максимальное; # большое; # минимальное; # маленькое ;

8.1.2. Амплитуда посылки сигнала ДФМ равна 10 В, длительность посылки 1с, спектральная плотность белого шума 2 В²/Гц. Отношение с/ш на выходе согласованного с сигналом фильтра равно:

* 25 ; # 5 ; # 2 ; # 10 ;

8.1.3. _____ характеристика согласованного фильтра с точностью до постоянного множителя совпадает с амплитудным спектром сигнала.

* Амплитудно-частотная ; # Фазо-частотная;
 # Временная ; # Частотная ;

8.1.4. _____ согласованного фильтра совпадает с зеркальным отображением сигнала.

* Импульсная реакция; # Амплитудно-частотная характеристика;
 # Фазо-частотная характеристика; # Частотная характеристика ;

8.1.5. Амплитудный спектр сигнала $|K(j\omega)|$. АЧХ фильтра, согласованного с этим сигналом равна :

* $A|K(j\omega)|$; # $|K(j\omega)|^{-1}$; # $K(j\omega)$; # $U(T-t)$;

8.1.6. Сигнал длительностью Т равен u(t). Импульсная реакция фильтра, согласованного с этим сигналом равна:

* $u(T-t)$; # $Au(t-T)$; # $-u(T-t)$; # $u^{-1}(t-T)$;

8.1.7. Амплитуда посылки сигнала ДАМ равна 3В, длительность посылки 1 с, спектральная плотность белого шума 2 В²/Гц. Отношение с/ш на выходе согласованного с сигналом фильтра равно:

* 2.25 ; # 3 ; # 2 ; # 4.5 ;

8.1.8. 8.1.12. Амплитуда посылки сигнала ДФМ равна 7 В, длительность посылки 1 с, спектральная плотность белого шума $7 \text{ В}^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе согласованного с сигналом фильтра равно:

* 3.5 ; # 7 ; # 1 ; # 0.5 ;

8.1.9. Амплитуда посылки сигнала ДАМ равна 4 В, длительность посылки 1 с, спектральная плотность белого шума $1 \text{ В}^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе согласованного с сигналом фильтра равно:

* 8 ; # 4 ; # 1 ; # 16 ;

8.1.10. Амплитуда посылки сигнала ДАМ равна 4 мВ, длительность посылки 1 с, спектральная плотность белого шума $8 \text{ мВ}^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе согласованного с сигналом фильтра равно:

* 1 ; # 4 ; # 2 ; # 0.5 ;

8.1.11. Амплитуда посылки сигнала ДАМ равна 6 мВ, длительность посылки 1 с, спектральная плотность белого шума $2 \text{ мВ}^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе согласованного с сигналом фильтра равно:

* 9 ; # 6 ; # 2 ; # 18 ;

8.1.12. Амплитуда посылки сигнала ДФМ равна 5 В, длительность посылки 1 с, спектральная плотность белого шума $2 \text{ В}^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе согласованного с сигналом фильтра равно:

* 6.25 ; # 5 ; # 2 ; # 2.5 ;

8.1.13. При подаче на вход фильтра согласованного с ним сигнала мы получим на выходе согласованного фильтра:

* корреляционную функцию сигнала;

спектр сигнала;

преобразование Фурье от сигнала;

среднее значение сигнала;

8.1.14. Напряжение на выходе фильтра, согласованного с сигналом $u(t)$, равно:

* $\int_0^t u(\tau)u(T-t+\tau)d\tau$; # $\int_0^T u(\tau)g(t-\tau)d\tau$; # $\int_0^t u(\tau)^2 d\tau$; # $\int_0^t u(\tau)u(t-\tau)d\tau$;

8.1.15. Амплитуда посылки сигнала ДЧМ равна 8 В, длительность посылки 1 с, спектральная плотность белого шума $4 \text{ В}^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе согласованного с сигналом фильтра равно:

* 8 ; # 4 ; # 16 ; # 2 ;

8.1.16. Напряжение на выходе фильтра, согласованного с сигналом $u(t)$ в момент времени T , равно:

* $\int_0^T u^2(\tau)d\tau$; # $\int_0^T u(\tau)g(t-\tau)d\tau$; # $\int_0^t u(\tau)^2 d\tau$; # $\int_0^t u(\tau)u(t-\tau)d\tau$;

8.2.1 Функция корреляции шумоподобного сигнала $x(t)$ равна:

* $\frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t+\tau)dt$; # $\frac{1}{T} \int_0^T x(t)^2 dt$;

$\frac{1}{T} \int_0^T [x(t) + x(t+\tau)]dt$; # $\frac{1}{T} \int_0^T x(t) / x(t+\tau)dt$;

8.2.2. Фильтр, согласованный с шумоподобным сигналом, имеет АЧХ, равную (с точностью до постоянного множителя) _____ шумоподобного сигнала.

* АЧХ; # ФЧХ; # импульсной реакции; # амплитуде;

8.2.3. Фильтр, согласованный с шумоподобным сигналом, имеет импульсную реакцию, совпадающую с _____ шумоподобного сигнала.

* зеркальным отображением; # АЧХ; # ФЧХ; # амплитудой;

8.2.4. В структурную схему фильтра, согласованного с шумоподобным сигналом, входят следующие блоки:

* линия задержки с отводами, фазовращатели, сумматор и фильтр, согласованный с одиночным импульсом;

линия задержки с отводами, сумматор и фильтр, согласованный с одиночным импульсом;

усилители с отводами, фазовращатели, сумматор и фильтр, согласованный с ШПС;

линия задержки с отводами, фазовращатели, сумматор и фильтр, согласованный с шумоподобным сигналом;

8.3.5. Фильтр согласован с кодом Баркера: 111-1-1-11-1-11-1. Чередование знаков фазовращателей, входящих в состав фильтра:

* - + - - + - - - + + +; # + + + - - - + - - - +;

- - - + + + - + + - +; # + - + + - + + + - - -;

8.2.6. Автокорреляционные $B_A(0)$ и взаимно корреляционные функции $B_B(0)$ шумоподобных сигналов, используемых в многоканальных системах связи, удовлетворяют условию:

* $B_A(0) \gg B_B(0)$; # $B_A(0) \ll B_B(0)$; # $B_A(0) = B_B(0)$; # $B_A(0) = 0.5B_B(0)$;

8.2.7. В структурную схему фильтра, согласованного с шумоподобным сигналом: (+ - - + +), входят следующие блоки:

* линия задержки с 5-ю отводами, фазовращатели (+ + - - +), сумматор и фильтр, согласованный с одиночным импульсом;

линия задержки с 5-ю отводами, фазовращатели (+ - - + +), сумматор и фильтр, согласованный с одиночным импульсом;

линия задержки с 5-ю отводами, фазовращатели (+ + - - +), сумматор и фильтр, согласованный с ШПС;

усилители с отводами, фазовращатели, сумматор и фильтр, согласованный с шумоподобным сигналом;

8.2.8. Амплитуда одиночной посылки ШПС: (+ + + - - +) равна 2 В, длительность посылки 1с, спектральная плотность белого шума $2 B^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с ШПС, равно:

* 14; # 7; # 2; # 4;

8.2.9. Амплитуда одиночной посылки ШПС: (+ + + - - -) равна 4 В, длительность посылки 0.5с, спектральная плотность белого шума $2 B^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с ШПС, равно:

* 24; # 6; # 12; # 4;

8.2.10. Амплитуда одиночной посылки ШПС: (+ + + - -) равна 10 В, длительность посылки 0.3с, спектральная плотность белого шума $2 B^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с ШПС, равно:

* 75; # 25; # 15; # 7.5;

8.2.11. Амплитуда одиночной посылки ШПС: (+ + - - - +) равна 6 В, длительность посылки 0.5с, спектральная плотность белого шума $3 B^2 / \text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с ШПС, равно:

* 36 ; # 6 ; # 12 ; # 18 ;

8.2.12. Амплитуда одиночной посылки ШПС: (- + + - - +) равна 8 В, длительность посылки 0.5с, спектральная плотность белого шума $4 \text{ В}^2/\text{Гц}$. Отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с ШПС, равно:

* 56 ; # 28 ; # 14 ; # 7 ;

8.3.1. Белый шум имеет спектральную плотность энергии $2 \text{ В}^2/\text{Гц}$. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = 4 \text{ В} ; 0 < t < 1 \text{ с} ;$$

Максимальное отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом, равно:

* 8 ; # 4 ; # 2 ; # 1 ;

8.3.2. Фильтр, согласованный с одиночным импульсом, имеет АЧХ, равную (с точностью до постоянного множителя) _____ одиночного импульса.

* АЧХ ; # ФЧХ ; # импульсной реакции ; # амплитуде ;

8.3.3. Фильтр, согласованный с одиночным импульсом, имеет импульсную реакцию, совпадающую с _____ одиночного импульса.

* зеркальным отображением ; # АЧХ ; # ФЧХ ; # амплитудой ;

8.3.4. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = U_m t ; 0 < t < T ;$$

Импульсная реакция фильтра, согласованного с этим импульсом равна:

* $g(t) = U_m (T-t) ; 0 < t < T ;$ # $g(t) = U_m t ; 0 < t < T ;$

$g(t) = -U_m (T-t) ; 0 < t < T ;$ # $g(t) = -U_m t ; 0 < t < T ;$

8.3.5. Амплитудный спектр одиночного импульса равен:

$$|K(j\omega)| = |U_m T \frac{\sin 0.5\omega T}{0.5\omega T}|$$

АЧХ фильтра, согласованного с этим сигналом равна:

* $A |U_m T \frac{\sin 0.5\omega T}{0.5\omega T}| ;$ # $U_m T \frac{\sin 0.5\omega T}{0.5\omega T} ;$ # $A U_m T \frac{\sin 0.5\omega T}{0.5\omega T} ;$ # $u(t) ;$

8.3.6. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = U_m ; 0 < t < T ;$$

Максимальное напряжение сигнала на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом, равно:

* $U_m^2 \cdot T ;$ # $U_m \cdot T ;$ # $U_m^2 ;$ # $U_m T ;$

8.3.7. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = U_m ; 0 < t < T ;$$

Белый шум имеет спектральную плотность энергии G_0 . Максимальное отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом, равно:

* $U_m^2 \cdot T / G_0 ;$ # $U_m \cdot T / G_0 ;$ # $U_m^2 / G_0 ;$ # $U_m^2 / T \cdot G_0 ;$

8.3.8. Белый шум имеет спектральную плотность энергии $0.2 \text{ В}^2/\text{Гц}$. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = 3 \text{ В} ; 0 < t < 0.1 \text{ с} ;$$

Максимальное отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом, равно:

* 4.5 ; # 15 ; # 2.25 ; # 1.5 ;

8.3.9. Соответствие характеристик согласованного фильтра (справа) характеристикам сигнала (слева):

* $|S(j\omega)| ;$ * $|K(j\omega)| ;$

* $u(T-t) ;$ * $g(t) ;$

* $\varphi_c(\omega) ;$ * $\omega T - \varphi_c(\omega) ;$

8.3.10. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = U_m \cos \omega_0 t; \quad 0 < t < T;$$

Белый шум имеет спектральную плотность энергии G_0 . Отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом равно:

$$* U_m^2 \cdot T / 2G_0; \quad \# U_m \cdot T / 2G_0; \quad \# U_m^2 T / G_0; \quad \# U_m^2 / T \cdot G_0;$$

8.3.11. Белый шум имеет спектральную плотность энергии $0.3 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = 3 \text{ мВ}; \quad 0 < t < 0.1 \text{ с};$$

Максимальное отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом, равно:

$$* 3; \quad \# 10; \quad \# 1; \quad \# 1.5;$$

8.3.12. Белый шум имеет спектральную плотность энергии $0.4 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = 2 \text{ мВ}; \quad 0 < t < 0.6 \text{ с};$$

Максимальное отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом, равно:

$$* 6; \quad \# 10; \quad \# 3; \quad \# 5;$$

8.3.13. Белый шум имеет спектральную плотность энергии $0.5 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = 7 \cos 628t \text{ (мВ)}; \quad 0 < t < 0.1 \text{ с};$$

Максимальное отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом, равно:

$$* 4.9; \quad \# 14; \quad \# 1.4; \quad \# 0.7;$$

8.3.14. Белый шум имеет спектральную плотность энергии $0.2 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = 6 \cos 100t \text{ (мВ)}; \quad 0 < t < 0.1 \text{ с};$$

Максимальное отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом, равно:

$$* 9; \quad \# 30; \quad \# 3; \quad \# 18;$$

8.3.15. Белый шум имеет спектральную плотность энергии $1 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$. Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t) = 8 \cos 314t \text{ (мВ)}; \quad 0 < t < 0.1 \text{ с};$$

Максимальное отношение с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом, равно:

$$* 3.2; \quad \# 0.8; \quad \# 6.4; \quad \# 8;$$

9.1.1. Правило работы оптимального приемника двоичных сигналов $u_1(t)$ и $u_0(t)$ в белом шуме имеет вид:

$$* \int_0^T [z(t) - u_1(t)]^2 dt > \int_0^T [z(t) - u_0(t)]^2 dt;$$

$$\# \int_0^T [z(t)u_1(t)]^2 dt > \int_0^T [z(t)u_0(t)]^2 dt;$$

$$\# \int_0^T [z(t) - u_1(t)] dt < \int_0^T [z(t) - u_0(t)] dt;$$

$$\# \int_0^T [z(t) - u_0(t)]^2 dt < \int_0^T [z(t) - u_1(t)]^2 dt;$$

9.1.2. Потенциальной помехоустойчивости соответствует:

- * минимальная вероятность ошибки;
- # вероятность ошибки, равная 0;
- # вероятность ошибки, равная 0.5;

максимальная вероятность ошибки;

вероятность ошибки, равная 1;

9.1.3. Оптимальный приемник - это приемник, реализующий:

* минимальную вероятность ошибки;

вероятность ошибки, равную 0;

вероятность ошибки, равную 0.5;

максимальную вероятность ошибки;

вероятность ошибки, равная 1;

9.1.4. Оптимальный приемник - это приемник, реализующий:

* потенциальную помехоустойчивость;

вероятность ошибки, равную 0;

вероятность ошибки, равную 0.5;

максимальную вероятность ошибки;

вероятность ошибки, равная 1;

9.1.5. Оптимальный приемник вычислил условные вероятности передачи 1 и 0, если на входе приемника процесс z . Приемник принимает решение, что передавалась 1, если:

* $p(1/z) > p(0/z)$; # $p(0/z) \neq p(1/z)$; # $p(1/z) < p(0/z)$;

$p(0/z) > p(1/z)$; # $p(1/z) / p(0/z) < 1$;

9.1.6. Оптимальный приемник вычислил условные вероятности передачи 1 и 0, если на входе приемника процесс z . Приемник принимает решение, что передавался 0, если:

* $p(1/z) < p(0/z)$; # $p(0/z) \neq p(1/z)$; # $p(1/z) > p(0/z)$;

$p(0/z) < p(1/z)$; # $p(1/z) / p(0/z) > 1$;

9.1.7. Правило работы оптимального приемника двоичных сигналов $u_1(t)$ и $u_0(t)$ в белом шуме имеет вид:

$$* \int_0^T [z(t) - u_1(t)]^2 dt < \int_0^T [z(t) - u_0(t)]^2 dt ;$$

$$\# \int_0^T [z(t)u_1(t)] dt > \int_0^T [z(t)u_0(t)] dt ;$$

$$\# \int_0^T [z(t) - u_1(t)] dt < \int_0^T [z(t) - u_0(t)] dt ;$$

$$\# \int_0^T [z(t) - u_0(t)]^2 dt < \int_0^T [z(t) - u_1(t)]^2 dt ;$$

9.1.8. Структурная схема оптимального приемника двоичных сигналов содержит два вычитающих устройства, два генератора опорных сигналов, два квадратора, решающее устройство и:

* два интегратора; # два перемножителя ;

два усилителя ; # интегратор ;

9.1.9. Структурная схема оптимального приемника двоичных сигналов содержит два вычитающих устройства, два генератора опорных сигналов, два интегратора, решающее устройство и:

* два квадратора; # два перемножителя ;

два усилителя ; # интегратор ;

9.1.10. Структурная схема оптимального приемника двоичных сигналов содержит два вычитающих устройства, два квадратора, два интегратора, решающее устройство и:

* два генератора опорных сигналов; # два перемножителя ;

два усилителя ; # интегратор ;

9.1.11. Сигнал двоичной АМ при передаче 1 и 0 имеет вид:

* $u_1(t)=U_m \cos \omega_0 t$; # $u_1(t)=U_m \cos \omega_1 t$; * $u_1(t)=U_m \cos \omega_0 t$;
 $u_0(t)=0$; $u_0(t)=U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t)= - U_m \cos \omega_0 t$;

9.1.12. Сигнал двоичной ЧМ при передаче 1 и 0 имеет вид:

* $u_1(t)=U_m \cos \omega_1 t$; # $u_1(t)=U_m \cos \omega_0 t$; # $u_1(t)=U_m \cos \omega_0 t$;
 $u_0(t)=U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t)=0$; $u_0(t)= - U_m \cos \omega_0 t$;

9.1.13. Сигнал двоичной ФМ при передаче 1 и 0 имеет вид:

* $u_1(t)=U_m \cos \omega_0 t$; # $u_1(t)=U_m \cos \omega_1 t$; # $u_1(t)=U_m \cos \omega_0 t$;
 $u_0(t)= - U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t)=U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t)=0$;

9.1.14. Опорные генераторы, входящие в состав оптимального приемника сигналов ДАМ, должны генерировать следующие сигналы:

* $u_1(t)=U_m \cos \omega_0 t$; # $u_1(t)=U_m \cos \omega_1 t$; * $u_1(t)=U_m \cos \omega_0 t$;
 $u_0(t)=0$; $u_0(t)=U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t)= - U_m \cos \omega_0 t$;

9.1.15. Опорные генераторы, входящие в состав оптимального приемника сигналов ДЧМ, должны генерировать следующие сигналы:

* $u_1(t)=U_m \cos \omega_1 t$; # $u_1(t)=U_m \cos \omega_0 t$; # $u_1(t)=U_m \cos \omega_0 t$;
 $u_0(t)=U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t)=0$; $u_0(t)= - U_m \cos \omega_0 t$;

9.1.16. Опорные генераторы, входящие в состав оптимального приемника сигналов ДФМ, должны генерировать следующие сигналы:

* $u_1(t)=U_m \cos \omega_0 t$; # $u_1(t)=U_m \cos \omega_1 t$; # $u_1(t)=U_m \cos \omega_0 t$;
 $u_0(t)= - U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t)=U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t)=0$;

9.1.17. Условная вероятность $p(1/0)$ – это вероятность приема:

* 1 при передаче 0; # 0 при передаче 1;
1 при передаче 1; # 1; # 0 при передаче 0;

9.1.18. Условная вероятность $p(0/1)$ – это вероятность приема:

* 0 при передаче 1; # 1 при передаче 0;
1 при передаче 1; # 0 при передаче 0;
0 ;

9.1.19. Вероятность $p(1)$ – это :

* безусловная вероятность передачи 1;
безусловная вероятность передачи 0;
условная вероятность передачи 1;
условная вероятность передачи 0;

9.1.20. Вероятность $p(0)$ – это :

* безусловная вероятность передачи 0;
безусловная вероятность передачи 1;
условная вероятность передачи 1;
условная вероятность передачи 0;

9.1.21. Правило работы оптимального корреляционного приемника сигналов ДЧМ и ДФМ в белом шуме имеет вид:

$$\begin{aligned}
* \int_0^T z(t)u_1(t)dt &\leq \int_0^T z(t)u_0(t)dt; \\
\# \int_0^T [z(t)-u_1(t)]^2 dt &\leq \int_0^T [z(t)-u_0(t)]^2 dt; \\
\# \int_0^T [z(t)-u_1(t)]dt &\leq \int_0^T [z(t)-u_0(t)]dt; \\
\# \int_0^T [z(t)-u_0(t)]^2 dt &\leq \int_0^T [z(t)-u_0(t)]^2 dt;
\end{aligned}$$

9.1.22. Оптимальный корреляционный приемник сигналов ДЧМ и ДФМ в белом шуме принимает решение о передаче 1, если:

$$\begin{aligned}
* \int_0^T z(t)u_1(t)dt &> \int_0^T z(t)u_0(t)dt; \\
\# \int_0^T [z(t)-u_1(t)]^2 dt &> \int_0^T [z(t)-u_0(t)]^2 dt; \\
\# \int_0^T z(t)u_1(t)dt &< \int_0^T z(t)u_0(t)dt; \\
\# \int_0^T [z(t)-u_0(t)]^2 dt &\leq \int_0^T [z(t)-u_0(t)]^2 dt;
\end{aligned}$$

9.1.23. Оптимальный корреляционный приемник сигналов ДЧМ и ДФМ в белом шуме принимает решение о передаче 0, если:

$$\begin{aligned}
* \int_0^T z(t)u_1(t)dt &< \int_0^T z(t)u_0(t)dt; \\
\# \int_0^T [z(t)-u_1(t)]^2 dt &> \int_0^T [z(t)-u_0(t)]^2 dt; \\
\# \int_0^T z(t)u_1(t)dt &> \int_0^T z(t)u_0(t)dt; \\
\# \int_0^T [z(t)-u_0(t)]^2 dt &< \int_0^T [z(t)-u_0(t)]^2 dt;
\end{aligned}$$

9.1.24. Средняя вероятность ошибки, если заданы условные и безусловные вероятности, равна:

$$\begin{aligned}
* p &= p(1)*p(0/1)+p(0)*p(1/0); \\
\# p &= p(1)*p(0/1); \\
\# p &= p(0)*p(1/0); \\
\# p &= p(0/1)+p(1/0);
\end{aligned}$$

9.1.25. Безусловная вероятность передачи 1 равна $p(1)=0.8$, условные вероятности приема 0 при передаче 1 и приема 1 при передаче 0 равны $p(0/1)=0.3$, $p(1/0)=0.4$. Средняя вероятность ошибки равна:

$$* 0.32; \quad \# 1; \quad \# 0.24; \quad \# 0.08; \quad \# 0.56;$$

9.1.26. Безусловная вероятность передачи 1 равна $p(1)=0.8$, условные вероятности приема 0 при передаче 1 и приема 1 при передаче 0 равны $p(0/1)=0.3$, $p(1/0)=0.4$. Средняя вероятность ошибки равна:

$$* 0.32; \quad \# 1; \quad \# 0.24; \quad \# 0.08; \quad \# 0.56;$$

9.1.27. Безусловная вероятность передачи 1 равна $p(1)=0.5$, условные вероятности приема 0 при передаче 1 и приема 1 при передаче 0 равны $p(0/1)=0.3$, $p(1/0)=0.4$. Средняя вероятность ошибки равна:

$$* 0.35; \quad \# 1; \quad \# 0.2; \quad \# 0.7; \quad \# 0;$$

9.1.28. Если пороговое напряжение стремится к бесконечности, то $p(1/0)$ - условная вероятность приема 1 при передаче 0, стремится к:

$$* 0; \quad \# 1; \quad \# 0.5; \quad \# -1;$$

9.1.29. Если пороговое напряжение стремится к бесконечности, то $p(0/1)$ - условная вероятность приема 0 при передаче 1, стремится к:

$$* 1; \quad \# 0; \quad \# 0.5; \quad \# -1;$$

9.1.30. Если пороговое напряжение – оптимально, то вероятность ошибки:

$$* \text{минимальна}; \quad \# \text{равна } 0;$$

$$\# \text{максимальна}; \quad \# \text{равна } 0.5;$$

9.2.1. Потенциальная помехоустойчивость оптимального приемника двоичных сигналов зависит от:

* отношения энергии разности посылок к спектральной плотности энергии белого шума;

энергии разности посылок;

спектральной плотности энергии белого шума;

отношения разности посылок к спектральной плотности энергии белого шума;

9.2.2. Параметр h_0^2 , определяющий потенциальную помехоустойчивость равен:

* отношению энергии посылки сигнала к спектральной плотности энергии белого шума;

энергии разности посылок;

спектральной плотности энергии белого шума;

отношению разности посылок к спектральной плотности энергии белого шума;

9.2.3. Задан параметр h_0^2 . Вероятность ошибки при оптимальном приеме сигналов ДАМ равна:

$$* 1 - F\left(\frac{h_0}{\sqrt{2}}\right); \quad \# 1 - F(h_0); \quad \# 1 - F(h_0\sqrt{2}); \quad \# 1 - F(2h_0);$$

9.2.4. Задан параметр h_0^2 . Вероятность ошибки при оптимальном приеме сигналов ДФМ равна:

$$* 1 - F(h_0\sqrt{2}); \quad \# 1 - F(h_0); \quad \# 1 - F\left(\frac{h_0}{\sqrt{2}}\right); \quad \# 1 - F(2h_0);$$

9.2.5. Задан параметр h_0^2 . Вероятность ошибки при оптимальном приеме сигналов ДЧМ равна:

$$* 1 - F(h_0); \quad \# 1 - F\left(\frac{h_0}{\sqrt{2}}\right); \quad \# 1 - F(h_0\sqrt{2}); \quad \# 1 - F(2h_0);$$

9.2.6. Задан параметр $h_0^2=9$. Вероятность ошибки при оптимальном приеме сигналов ДАМ равна:

$$* 1 - F\left(\frac{3}{\sqrt{2}}\right); \quad \# 1 - F(3); \quad \# 1 - F(3\sqrt{2}); \quad \# 1 - F(6);$$

9.2.7. Задан параметр $h_0^2=9$. Вероятность ошибки при оптимальном приеме сигналов ДФМ равна:

$$* 1 - F(3\sqrt{2}); \quad \# 1 - F(3); \quad \# 1 - F\left(\frac{3}{\sqrt{2}}\right); \quad \# 1 - F(6);$$

9.2.8. Задан параметр $h_0^2=9$. Вероятность ошибки при оптимальном приеме сигналов ДЧМ равна:

$$* 1 - F(3); \quad \# 1 - F\left(\frac{3}{\sqrt{2}}\right); \quad \# 1 - F(3\sqrt{2}); \quad \# 1 - F(6);$$

9.2.9. Заданная вероятность ошибки при оптимальном приеме сигналов ДФМ достигается, если параметр $h_0^2=25$. Для получения такой же вероятности ошибки при использовании ДАМ параметр h_0^2 должен быть равен:

$$* 100; \quad \# 25; \quad \# 50; \quad \# 12.5; \quad \# 6.25;$$

9.2.10. Заданная вероятность ошибки при оптимальном приеме сигналов ДФМ достигается, если параметр $h_0^2=15$. Для получения такой же вероятности ошибки при использовании ДЧМ параметр h_0^2 должен быть равен :

$$* 30; \quad \# 15; \quad \# 60; \quad \# 7.5; \quad \# 3.75;$$

9.2.11. Заданная вероятность ошибки при оптимальном приеме сигналов ДАМ достигается, если параметр $h_0^2=20$. Для получения такой же вероятности ошибки при использовании ДЧМ параметр h_0^2 должен быть равен:

$$* 10; \quad \# 5; \quad \# 40; \quad \# 80; \quad \# 20;$$

9.2.12. Введите виды модуляции в порядке возрастания помехоустойчивости:

$$* \text{ ДАМ}; \quad * \text{ ДЧМ}; \quad * \text{ ДФМ};$$

9.2.13. Введите виды модуляции в порядке возрастания вероятности ошибки при заданном параметре h_0^2 :

$$* \text{ ДФМ}; \quad * \text{ ДЧМ}; \quad * \text{ ДАМ};$$

9.2.14. ДФМ при заданной мощности передатчика имеет максимальную :

$$* \text{ энергию разности посылок};$$

$$\# \text{ энергию посылки};$$

$$\# \text{ энергию бита};$$

$$\# \text{ мощность посылки};$$

9.2.15. Средняя мощность передатчика с использованием ДЧМ равна P . При тех же условиях приема, для достижения вероятности ошибки такой же, как при ДЧМ, мощность передатчика при использовании ДАМ равна:

$$* 2P; \quad \# P; \quad \# P/2; \quad \# 4P; \quad \# P/4;$$

9.2.16. Средняя мощность передатчика с использованием ДФМ равна P . При тех же условиях приема, для достижения вероятности ошибки такой же, как при ДФМ, мощность передатчика при использовании ДАМ равна:

$$* 4P; \quad \# P; \quad \# P/2; \quad \# 2P; \quad \# P/4;$$

9.2.17. Средняя мощность передатчика с использованием ДЧМ равна 10 Вт. При тех же условиях приема, для достижения вероятности ошибки такой же, как при ДЧМ, мощность передатчика при использовании ДФМ равна:

$$* 5; \quad \# 10; \quad \# 20; \quad \# 40; \quad \# 2.5;$$

9.2.18. Средняя мощность передатчика с использованием ДФМ равна 10 Вт. При тех же условиях приема, для достижения вероятности ошибки такой же, как при ДЧМ, мощность передатчика при использовании ДАМ равна:

* 40 Вт; # 10 Вт; # 20 Вт; # 5 Вт; # 2.5 Вт;

9.2.19. Средняя мощность передатчика с использованием ДФМ равна 100 Вт. При тех же условиях приема, для достижения вероятности ошибки такой же, как при ДЧМ, мощность передатчика при использовании ДАМ равна:

* 200 Вт; # 100 Вт; # 50 Вт; # 400 Вт; # 25 Вт;

9.2.20. Средняя мощность передатчика с использованием ДАМ равна 16 Вт. При тех же условиях приема, для достижения вероятности ошибки такой же, как при ДАМ, мощность передатчика при использовании ДЧМ равна:

* 8 Вт ; # 16 Вт ; # 4 Вт ; # 32 Вт; # 2 Вт ;

9.2.21. Соответствие мощностей передатчика видам модуляции при одинаковой помехоустойчивости:

* ДАМ; * 4 Вт ;

* ДЧМ; * 2 Вт ;

* ДФМ ; * 1 Вт ;

9.2.22. Задан параметр h_0^2 . Соответствие формул для расчета вероятности ошибки при оптимальном приеме виду модуляции:

* ДЧМ ; * $1 - F(h_0)$;

* ДАМ ; * $1 - F\left(\frac{h_0}{\sqrt{2}}\right)$;

* ДФМ ; * $1 - F(h_0\sqrt{2})$;

9.3.1. Некогерентный приемник двоичных сигналов ДАМ содержит следующие основные блоки:

* полосовой фильтр, амплитудный детектор, решающее устройство;

полосовой фильтр, частотный детектор, решающее устройство;

полосовой фильтр, амплитудный детектор, ФНЧ;

 # модулятор, амплитудный детектор, решающее устройство;

9.3.2. Некогерентный приемник двоичных сигналов ДЧМ содержит следующие основные блоки:

* полосовой фильтр ПФ1, полосовой фильтр ПФ0, амплитудный детектор АД1, амплитудный детектор АД0, решающее устройство;

полосовой фильтр, амплитудный детектор АД, решающее устройство;

полосовой фильтр ПФ1, полосовой фильтр ПФ0, амплитудный детектор АД1, амплитудный детектор АД0, ИФНЧ;

полосовой фильтр ПФ1, полосовой фильтр ПФ0, ИФНЧ1, ИФНЧ0, решающее устройство;

9.3.3. На входе некогерентного частотного детектора действует сигнал с амплитудой 40 мВ и белый шум со спектральной плотностью энергии $4 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, прошедший через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Параметр h^2 равен:

* 2 ; # 4 ; # 8 ; # 16 ; # 1 ;

9.3.4. На входе некогерентного детектора действует сигнал с амплитудой 40 мВ и белый шум со спектральной плотностью энергии $8 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, прошедший через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Параметр h^2 равен:

* 1 ; # 4 ; # 8 ; # 16 ; # 2 ;

9.3.5. На входе некогерентного детектора действует сигнал с амплитудой 20 мВ и белый шум со спектральной плотностью энергии $1 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, прошедший через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Параметр h^2 равен:

* 2 ; # 4 ; # 8 ; # 16 ; # 1 ;

9.3.6. Задан параметр h^2 . Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигналов ДАМ равна:

* $0.5\exp(-0.25h^2)$; # $\exp(-0.5h^2)$; # $0.5\exp(0.5h^2)$;
$0.5\exp(-h^2)$; # $0.5\exp(-0.5h)$;

9.3.7. Задан параметр h^2 . Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигналов ДЧМ равна:

* $0.5\exp(-0.5h^2)$; # $\exp(-0.5h^2)$; # $0.5\exp(0.5h^2)$;
$0.5\exp(-0.25h^2)$; # $0.5\exp(-0.5h)$;

9.3.8. Задан параметр h^2 . Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигналов ДОФМ равна:

* $0.5\exp(-h^2)$; # $\exp(-0.5h^2)$; # $0.5\exp(0.5h^2)$;
$0.5\exp(-0.25h^2)$; # $0.5\exp(-0.5h)$;

9.3.9. Задан параметр $h^2=4$. Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигналов ДАМ равна:

* $0.5\exp(-1)$; # $\exp(-0.5)$; # $0.5\exp(0.5)$;
$0.5\exp(-2)$; # $0.5\exp(-4)$;

9.3.10. Задан параметр $h^2=4$. Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигналов ДЧМ равна:

* $0.5\exp(-2)$; # $\exp(-2)$; # $0.5\exp(2)$;
$0.5\exp(-1)$; # $0.5\exp(-0.5)$;

9.3.11. Задан параметр $h^2=8$. Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигналов ДОФМ равна:

* $0.5\exp(-8)$; # $\exp(-0.5)$; # $0.5\exp(4)$;
$0.5\exp(-4)$; # $0.5\exp(-2)$;

9.3.12. Задан параметр $h^2=0$. Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигналов ДОФМ, ДЧМ, ДАМ равна :

* 0.5 ; # 1 ; # 0.25 ;
$0.5\exp(-1)$; # $\exp(-0)$;

9.3.13. На входе некогерентного фазового детектора действует сигнал с амплитудой 40 мВ и белый шум со спектральной плотностью энергии $1 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, прошедший через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Параметр h^2 равен:

* 8 ; # 2 ; # 4 ; # 16 ; # 1 ;

9.3.14. На входе некогерентного амплитудного детектора действует сигнал с амплитудой 40 мВ и белый шум со спектральной плотностью энергии $2 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, прошедший через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Параметр h^2 равен:

* 4 ; # 8 ; # 2 ; # 16 ; # 1 ;

9.3.15. Соответствие формулы для определения вероятности ошибки при некогерентном приеме виду модуляции:

* ДАМ ; * $0.5\exp(-0.25h^2)$;
* ДЧМ ; * $0.5\exp(-0.5h^2)$;
* ДОФМ ; * $0.5\exp(-h^2)$;

9.3.16. На входе некогерентного амплитудного детектора действует сигнал с амплитудой 40 мВ и белый шум со спектральной плотностью энергии $1 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, прошедший через

полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигнала ДАМ равна:

$$\begin{aligned} & * 0.5\exp(-2) ; \# \exp(-2) ; \# 0.5\exp(4) ; \\ & \# 0.5\exp(-4) ; \# 0.5\exp(2) ; \end{aligned}$$

9.3.17. На входе некогерентного частотного детектора действует сигнал с амплитудой 40 мВ и белый шум со спектральной плотностью энергии $1\text{мВ}^2/\text{Гц}$, прошедший через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигнала ДЧМ равна:

$$\begin{aligned} & * 0.5\exp(-4) ; \# \exp(-2) ; \# 0.5\exp(4) ; \\ & \# 0.5\exp(-2) ; \# 0.5\exp(2) ; \end{aligned}$$

9.3.18. На входе некогерентного фазового детектора действует сигнал с амплитудой 40 мВ и белый шум со спектральной плотностью энергии $1\text{мВ}^2/\text{Гц}$, прошедший через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Вероятность ошибки при некогерентном приеме сигнала ДОФМ равна:

$$\begin{aligned} & * 0.5\exp(-8) ; \# \exp(-2) ; \# 0.5\exp(4) ; \\ & \# 0.5\exp(-4) ; \# 0.5\exp(2) ; \end{aligned}$$

9.3.19. Виды модуляции в порядке уменьшения вероятности ошибки:

$$* \text{ДАМ} ; * \text{ДЧМ} ; * \text{ДОФМ} ; * \text{ДФМ} ;$$

9.3.20. На входе некогерентного амплитудного детектора действует сигнал и белый шум, прошедший через полосовой фильтр. Огибающая на выходе амплитудного детектора при передаче 0 распределена по закону:

$$* \text{Релея} ; \# \text{Шеннона} ; \# \text{Котельникова} ; \# \text{Фурье} ; \# \text{Райса} ;$$

9.3.21. На входе некогерентного амплитудного детектора действует сигнал и белый шум, прошедший через полосовой фильтр. Огибающая на выходе амплитудного детектора при передаче 1 распределена по закону:

$$* \text{Райса} ; \# \text{Релея} ; \# \text{Шеннона} ; \# \text{Котельникова} ; \# \text{Фурье} ;$$

9.4.1. Сокращенное название вида модуляции ДОФМ означает:

$$\begin{aligned} & * \text{двоичная относительная фазовая модуляция;} \\ & \# \text{двоичная однополосная фазовая модуляция;} \\ & \# \text{двоичная однополосная фазоимпульсная модуляция;} \\ & \# \text{двоичная относительная фазоимпульсная модуляция;} \end{aligned}$$

9.4.2. Правило манипуляции при двоичной относительной фазовой модуляции: при передаче 1 фаза данной посылки отличается от фазы предыдущей посылки на 180^0 , а при передаче 0 фаза данной посылки:

$$\begin{aligned} & * \text{равна фазе предыдущей посылки;} \\ & \# \text{отличается от фазы предыдущей посылки на } 90^0; \\ & \# \text{отличается от фазы предыдущей посылки на } -180^0; \\ & \# \text{отличается от фазы предыдущей посылки на } -90^0; \end{aligned}$$

9.4.3. При использовании ДОФМ на передаче дополнительно включается:

$$\begin{aligned} & * \text{блок внесения относительности;} \\ & \# \text{модулятор;} \# \text{детектор;} \# \text{блок снятия относительности;} \\ & \# \text{декодер;} \end{aligned}$$

9.4.4. Явление «обратной работы» состоит в том, что у опорного напряжения, необходимого для приема сигнала ФМ, может случайно изменяться:

$$* \text{фаза на } 180^0; \# \text{амплитуда;} \# \text{частота;} \# \text{форма;} \end{aligned}$$

9.4.5. Соответствие суммы по модулю 2 в колонке слева результату в правой колонке:

$* 0 \oplus 0 = ; * 0;$
 $* 0 \oplus 1 = ; * 1;$
 $* 1 \oplus 0 = ; * 1;$
 $* 1 \oplus 1 = ; * 0;$

9.4.6. Сигнал ДОФМ будет принят верно, если:

$* (N-1)$ -я и N -я посылки будут приняты верно;
 $* (N-1)$ -я и N -я посылки будут приняты неверно;
 $\# (N-1)$ -я посылка будет принята верно, а N -я неверно;
 $\# (N-1)$ -я посылка будет принята неверно, а N -я верно;

9.4.7. Сигнал ДОФМ будет принят неверно, если:

$* (N-1)$ -я посылка будет принята верно, а N -я неверно;
 $* (N-1)$ -я посылка будет принята неверно, а N -я верно;
 $\# (N-1)$ -я и N -я посылки будут приняты верно;
 $\# (N-1)$ -я и N -я посылки будут приняты неверно;

9.4.8. На входе приемника действует сигнал ДОФМ с амплитудой $U_m=1\text{В}$ и шум с дисперсией 0.1 В^2 . Отношение мощности сигнала к мощности шума равно:

$* 5;$ $\# 10;$
 $\# 0.1;$ $\# 2;$ $\# 0.2;$

9.4.9. На входе приемника действует сигнал ДФМ с амплитудой $U_m=1000 \text{ мВ}$ и шум с дисперсией 0.2 В^2 . Отношение мощности сигнала к мощности шума равно:

$* 2.5;$ $\# 5\ 000\ 000;$ $\# 5;$ $\# 5000;$

9.4.10. Сигнал и белый шум со спектральной плотностью $G_0=0.001 \text{ В}^2/\text{Гц}$ проходят через полосовой фильтр с полосой пропускания $F=100\text{Гц}$. Амплитуда сигнала на выходе ПФ равна 2 В . Отношение с/ш :

$* 20;$ $\# 40;$ $\# 10;$ $\# 2000;$

9.4.11. Сигнал и белый шум со спектральной плотностью $G_0=0.01 \text{ В}^2/\text{Гц}$ проходят через полосовой фильтр с полосой пропускания $F=100\text{Гц}$. Амплитуда сигнала на выходе ПФ равна 4 В . Отношение с/ш равно:

$* 8;$ $\# 16;$ $\# 4;$ $\# 400;$

9.4.12. Сигнал и белый шум спектральной плотностью $G_0=0.1 \text{ В}^2/\text{Гц}$ проходят через полосовой фильтр с полосой пропускания $F=100 \text{ Гц}$. Амплитуда сигнала на выходе ПФ равна 6 В . Отношение с/ш равно:

$* 1.8;$ $\# 3.6;$ $\# 0.6;$ $\# 60;$

9.4.13. Сигнал и белый шум со спектральной плотностью $1 \text{ В}^2/\text{Гц}$ проходят через полосовой фильтр с полосой пропускания $F=10 \text{ Гц}$. Амплитуда сигнала на выходе ПФ равна 3 В . Отношение с/ш равно:

$* 0.45 ;$ $\# 0.9;$ $\# 0.3;$ $\# 4.5;$

9.4.14. Параметр $h^2=12$. Вероятность ошибки при приеме сигнала ДОФМ сравнением фаз равна:

$* 0.5 \cdot \exp(-12) ;$ $\# 0.5 \cdot \exp(-6) ;$
 $\# 0.5;$ $\# 0.5 \cdot \exp(-3) ;$ $\# 0;$

9.4.15. ДОФМ – это двоичная _____ фазовая модуляция.

$* \text{относительная};$ $\# \text{обратная};$ $\# \text{однополосная};$ $\# \text{одномодовая};$

9.4.16. Правило манипуляции при ДОФМ: при передаче 1 фаза данной посылки отличается от фазы предыдущей посылки на :

* 180^0 ; # 90^0 ; # 270^0 ; # 360^0 ;

9.4.17. Явление «обратной работы» состоит в том, что у опорного напряжения, необходимого для приема сигнала ФМ, случайно изменяется фаза на ____⁰.

* 180 ; # 90^0 ; # 270^0 ; # 360^0 ;

9.4.18. Соответствие утверждения справа ситуации указанной слева:

* (N-1)-я и N-я посылки приняты верно; * сигнал ДОФМ принят верно;

* (N-1)-я и N-я посылки приняты неверно; * сигнал ДОФМ принят верно;

* (N-1)-я посылка принята верно, а N-я неверно; * сигнал ДОФМ принят неверно;

* (N-1)-я посылка принята неверно, а N-я верно; * сигнал ДОФМ принят неверно;

9.4.19. Параметр $h^2=2$. Вероятность ошибки при приеме сигнала ДОФМ сравнением фаз равна:

* $0.5 \cdot \exp(-2)$; # $0.5 \cdot \exp(-4)$;
0.5 ; # $0.5 \cdot \exp(-1)$; # 0 ;

9.4.20. Выполняется суммирование по модулю два: * $0 \oplus 0 =$; * $0 \oplus 1 =$;

* $1 \oplus 0 =$; * $1 \oplus 1 =$. Порядок следования ответов:

* 0 ; * 1 ; * 1 ; * 0 ;

9.4.21. Параметр $h^2=4$. Вероятность ошибки при приеме сигнала ДОФМ сравнением фаз равна:

* $0.5 \cdot \exp(-4)$; # $0.5 \cdot \exp(-2)$;
0.5 ; # $0.5 \cdot \exp(-1)$; # 0 ;

9.4.22. Параметр $h^2=8$. Вероятность ошибки при приеме сигнала ДОФМ сравнением фаз равна:

* $0.5 \cdot \exp(-8)$; # $0.5 \cdot \exp(-2)$;
0.5 ; # $0.5 \cdot \exp(-4)$; # 0 ;

9.4.23. Прием сигнала ДОФМ осуществляется следующими способами:

* прием сравнением фаз; * прием сравнением полярностей;

прием сравнением частот; # прием сравнением амплитуд;

9.5.1. Оптимальный приемник двоичных сигналов на согласованных фильтрах, в общем случае, содержит _____ согласованных фильтра.

* 2 ; # 1 ; # 0 ; # 3 ;

9.5.2. Оптимальный приемник двоичных сигналов ДАМ на согласованных фильтрах содержит фильтр, согласованный с сигналом:

* $u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$; # $u_0(t) = 0$; # $u_1(t) = 1$; # $u_1(t) = 0$;

9.5.3. Оптимальный приемник двоичных сигналов ДЧМ на согласованных фильтрах содержит два фильтра, согласованные соответственно с:

* $u_1(t) = U_m \cos \omega_1 t$; $u_0(t) = U_m \cos \omega_0 t$; # $u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t) = 0$; #

$u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$; $u_0(t) = -U_m \cos \omega_0 t$;

9.5.4. Оптимальный приемник двоичных сигналов ДФМ на согласованных фильтрах содержит фильтр, согласованный с:

* $u_1(t) = U_m \cos \omega_0 t$; # $u_0(t) = 0$; # $u_1(t) = 1$; # $u_1(t) = 0$;

9.5.5. Оптимальный приемник двоичных сигналов на согласованных фильтрах обеспечивает:

* максимальную помехоустойчивость;

* минимальную вероятность ошибки;

минимальную помехоустойчивость;

максимальную вероятность ошибки;

9.5.6. Амплитуда сигнала ДАМ на входе оптимального приемника равна $U_m = 1$ мВ, а спектральная плотность белого шума равна 10^{-10} В²/Гц. Скорость работы 1000 бод.

Параметр h_0^2 равен :

* 5 ; # 10 ; # 5000 ; # 10000 ;

9.5.7. Амплитуда сигнала ДАМ на входе оптимального приемника равна $U_m = 2$ мВ, а спектральная плотность белого шума равна 10^{-10} В²/Гц. Скорость работы 1000 бод.

Параметр h_0^2 равен :

* 20 ; # 40 ; # 20 000 ; # 1 ;

9.5.8. Амплитуда сигнала ДАМ на входе оптимального приемника равна $U_m = 2$ мВ, а спектральная плотность белого шума равна 10^{-9} В²/Гц. Скорость работы 1000 бод.

Параметр h_0^2 равен :

* 2 ; # 4 ; # 2 000 ; # 1 ;

9.5.9. Амплитуда сигнала ДАМ на входе оптимального приемника равна $U_m = 2$ мВ, а спектральная плотность белого шума равна 10^{-8} В²/Гц. Скорость работы 1000 бод.

Параметр h_0^2 равен :

* 0.2 ; # 0.4 ; # 200 ; # 1 ;

9.5.10. Амплитуда сигнала ДАМ на входе оптимального приемника равна $U_m = 4$ В, а спектральная плотность белого шума равна 10^{-3} В²/Гц. Скорость работы 1000 бод.

Вероятность ошибочного приема сигнала ДАМ равна:

$$* 1 - F(2); \quad \# 1 - F\left(\frac{8}{\sqrt{2}}\right); \quad \# 1 - F(8\sqrt{2}); \quad \# 1 - F\left(\frac{4}{\sqrt{2}}\right);$$

9.5.11. На входе оптимального приемника сигналов ДАМ на согласованном фильтре отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равно $h_0^2 = 8$.

Вероятность ошибки равна:

* $1 - F(2)$; # $1 - F(1)$; # $1 - F(4)$; # $1 - F(8)$;

9.5.12. На входе оптимального приемника сигналов ДЧМ на согласованных фильтрах отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равно $h_0^2 = 4$.

Вероятность ошибки равна:

* $1 - F(2)$; # $1 - F(1)$; # $1 - F(4)$; # $1 - F(8)$;

9.5.13. На входе оптимального приемника сигналов ДФМ на согласованных фильтрах отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равно $h_0^2 = 8$.

Вероятность ошибки равна:

* $1 - F(4)$; # $1 - F(1)$; # $1 - F(2)$; # $1 - F(8)$;

9.5.14. Вероятность ошибки для оптимального приемника сигналов ДАМ на согласованном фильтре равна: $p_{\text{ош}} = 1 - F(3)$. Отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума на входе приемника равно:

* 18; # 9; # 3; # 4.5;

9.5.15. Вероятность ошибки для оптимального приемника сигналов ДЧМ на согласованных фильтрах равна: $p_{\text{ош}} = 1 - F(3)$. Отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума на входе приемника равно:

* 9; ; # 18; # 3; # 4.5;

9.5.16. Вероятность ошибки для оптимального приемника сигналов ДФМ на согласованных фильтрах равна: $p_{\text{ош}} = 1 - F(3)$.

Отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума на входе приемника равно :

* 4.5; # 18; # 3; # 9;

9.5.17. На входе оптимального приемника сигналов ДФМ на согласованных фильтрах отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равно $h_0^2 = 2$.

Для получения той же вероятности ошибки при использовании ДЧМ потребуется h_0^2 равное :

* 4 ; # 2; # 8; # 1;

9.5.18. На входе оптимального приемника сигналов ДАМ на согласованных фильтрах отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равно $h_0^2 = 10$. Для получения той же вероятности ошибки при использовании ДЧМ потребуется h_0^2 равное :

* 5 ; # 20; # 2.5; # 10;

9.5.19. На входе оптимального приемника сигналов ДАМ на согласованных фильтрах отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равно $h_0^2 = 16$. Для получения той же вероятности ошибки при использовании ДФМ потребуется h_0^2 равное:

* 4 ; # 8; # 32; # 64;

9.5.20. На входе оптимальных приемников сигналов ДФМ и ДЧМ на согласованных фильтрах отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равно, соответственно, 11 и 22. Вероятность ошибок:

* в обоих случаях одинакова ;

в первом случае больше;

во втором случае больше;

9.5.21. На входе оптимальных приемников сигналов ДФМ и ДАМ на согласованных фильтрах отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равно, соответственно, 5 и 20. Вероятность ошибок:

* в обоих случаях одинакова ;

в первом случае больше;

во втором случае больше;

9.5.22. На входе оптимальных приемников сигналов ДАМ и ДЧМ на согласованных фильтрах отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равно, соответственно, 6 и 3. Вероятность ошибок:

* в обоих случаях одинакова ;

в первом случае больше;

во втором случае больше;

9.5.23. На входе оптимальных приемников сигналов ДФМ, ДЧМ, ДАМ на согласованных фильтрах отношения энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума равны, соответственно : 1, 2, 4. Вероятность ошибки:

* одинакова ; # больше для ДФМ;

больше для ДЧМ; # больше для ДАМ;

9.5.24. На входе оптимальных приемников сигналов ДАМ, ДЧМ, ДФМ на согласованных фильтрах отношение энергии посылки к спектральной плотности энергии белого шума одинаково. В порядке убывания помехоустойчивости виды модуляции располагаются следующим образом:

* ДФМ, ДЧМ, ДАМ; # ДАМ, ДЧМ, ДФМ;

ДАМ, ДФМ, ДЧМ; # ДФМ, ДАМ, ДЧМ;

9.5.25. Соответствие характеристик сигнала параметрам согласованного фильтра:

* АЧХ согласованного фильтра; * амплитудный спектр сигнала ;

* Импульсная реакция фильтра; * зеркальное отображение сигнала;

* ФЧХ согласованного фильтра; * ФЧХ сигнала с обратным знаком;

10.1.1. Источник выдает 4 равновероятных сообщения. Вероятность каждого сообщения равна:

* 0.25; # 1; # 0.5; # 0;

10.1.2. Источник выдает 5 равновероятных сообщений. Вероятность каждого сообщения равна:

* 0.2; # 1; # 0.5.; # 0;

10.1.3. Информация, содержащаяся в процессе $X(t)$ относительно процесса $Y(t)$, является

* взаимной; # согласованной; # собственной; # условной;

10.1.4. Информация, содержащаяся в процессе $X(t)$ и относящаяся к нему самому, является

* собственной; # согласованной; # относительной; # условной;

10.1.5. Информация, которую содержит любой процесс в системе связи, относится _____

* к передаваемому сообщению; # к сигналу на передаче; # к принятому сообщению; # к получателю сообщений;

10.1.6. Источник выдает 4 равновероятных сообщения. Энтропия источника равна:

* 2 бит/сообщение; # 1 бит/сообщение; # 0.5 бит/сообщение; # 4 бит/сообщение ;

10.1.7. С увеличением энтропии источника сообщений количество информации, вырабатываемое источником в единицу времени:

* увеличивается; # не меняется; # уменьшается;

10.1.8. Дискретный источник вырабатывает M независимых, равновероятных сообщений. Энтропия этого источника равна:

* $\log(M)$; # M ; # $\exp(M)$; # $0.5M$

10.1.9. Единица измерения количества информации:

* бит; # Гц; # рад.; # символ;

10.1.10. Источник выдает 3 равновероятных сообщения. Энтропия источника равна:

* $\log 3$ бит/сообщение; # 1 бит/сообщение; # 3 бит/сообщение; # 2 бит/сообщение ;

10.1.11. Троишный источник выдает сообщения. Даны вероятности: $p_1 = 0.25$; $p_2 = 0.5$. Энтропия источника равна:

* 1.5 бит/сообщение; # 1 бит/сообщение; # 3 бит/сообщение; # $\log 3$ бит/сообщение;

10.1.12. Мера средней неопределенности появления реализации случайного сообщения:

* энтропия; # энергия; # дисперсия; # математическое ожидание;

10.1.13. Энтропия детерминированного сообщения A :

* 0; # 1; # $\log A$; # $A \log A$;

10.1.14. Энтропия двоичного источника сообщений с равновероятными исходами:

* 1; # $1/2$; # 0; # 2;

10.1.15. Энтропия дискретного источника с независимыми исходами максимальна для _____ сообщений:

* равновероятных; # одинаковых; # эквивалентных; # равнозначных;

10.1.16. Энтропия совместного наступления сообщений A_1 и A_2 распадается на сумму их энтропий, если эти сообщения:

* независимы; # одинаковы; # произвольны; # равнозначны;

10.1.17. В различных сечениях системы электросвязи наблюдаются множества: сообщений (A), переданных сигналов (S), принятых сигналов (S^*), принятых сообщений (A^*). Основное неравенство для количества взаимной информации $I(X, Y)$ в выделенных сечениях

$$* I(A, A) > I(A, S) > I(A, S^*) > I(A, A^*); \quad \# I(A, A) > I(A, S) < I(A, S^*) < I(A, A^*);$$

$$\# I(A, A) > I(A, S) = I(A, S^*) = I(A, A^*); \quad \# I(A, A) < I(A, S) < I(A, S^*) < I(A, A^*);$$

10.1.18. Двоичный источник выдает сообщения. Задана вероятность: $p_1 = 0.5$. Энтропия источника равна:

$$* 1 \text{ бит/сообщение}; \quad \# 2 \text{ бит/сообщение}; \quad \# 0.5 \text{ бит/сообщение}; \quad \# 0 \text{ бит/сообщение};$$

10.1.19. Четверичный источник выдает сообщения. Заданы вероятности: $p_1 = 0.5$; $p_2 = 0.125$; $p_3 = 0.25$; . Энтропия источника равна:

$$* 1.75 \text{ бит/сообщение}; \quad \# 2 \text{ бит/сообщение}; \quad \# 1 \text{ бит/сообщение}; \quad \# 1.375 \text{ бит/сообщение};$$

10.1.20. Четверичный источник выдает сообщения. Заданы вероятности: $p_1 = 0.5$; $p_2 = 0.125$; $p_3 = 0.125$; . Энтропия источника равна:

$$* 1.75 \text{ бит/сообщение}; \quad \# 2 \text{ бит/сообщение}; \quad \# 1 \text{ бит/сообщение}; \quad \# 1.375 \text{ бит/сообщение};$$

10.1.21. Дискретный стационарный источник вырабатывает M неравновероятных независимых сообщений. Энтропия данного источника

$$* - \sum_{i=1}^M p_i \log p_i; \quad \# \log M; \quad \# \sum_{i=1}^M \log p_i / M; \quad \# \sum_{i=1}^M p_i / M$$

10.1.22. Непрерывная случайная величина имеет плотность вероятностей: $W(x)$. Дифференциальная энтропия равна:

$$* - \int W(x) \log W(x) dx; \quad \# \int \log W(x) dx; \quad \# \log \left(\int W(x) dx \right); \quad \# \log W(x)$$

10.1.23. Дифференциальная энтропия гауссовской случайной величины с дисперсией D равна:

$$* 0.5 \log(2\pi e D); \quad \# \log D; \quad \# D; \quad \# \sqrt{2\pi D}$$

10.1.24. Дифференциальная энтропия равномерно распределенной в диапазоне $[a, b]$ случайной величины равна:

$$* \log(b - a); \quad \# 1/(b - a); \quad \# 0.5(a + b); \quad \# (b - a)$$

10.1.25. Четверичный источник выдает сообщения. Заданы вероятности: $p_1 = 0.25$; $p_2 = 0.125$; $p_3 = 0.125$; . Энтропия источника равна:

$$* 1.75 \text{ бит/сообщение}; \quad \# 2 \text{ бит/сообщение}; \quad \# 1 \text{ бит/сообщение}; \quad \# 1.375 \text{ бит/сообщение};$$

10.2.1. При статистическом кодировании более вероятные сообщения представляются _____ кодовыми словами;

$$* \text{более короткими}; \quad \# \text{более длинными}; \quad \# \text{равными}; \quad \# \text{произвольными};$$

10.2.2. При эффективном кодировании менее вероятные сообщения представляются _____ кодовыми словами;

* более длинными; # более короткими; # равноправными; # произвольными;

10.2.3. Избыточность кодовой последовательности оптимального эффективного кода:

* 0; # < 0 ; # > 0 ; # < 1 ;

10.2.4. Способы увеличения энтропии:

* укрупнение сообщений; формирование префиксного кода; увеличение m ;

* предсказание ; формирование префиксного кода; увеличение m ;

укрупнение сообщений; предсказание; увеличение n ;

предсказание ; формирование префиксного кода; увеличение n ;

10.2.5. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.14$, $p(A2)=0.21$, $p(A3)=0.09$, $p(A4)=0.56$.

Кодовые комбинации префиксного кода равны:

* 1,00,011,010; # 0,00,011,010; # 1,00,011,110; # 1,00,111,010;

10.2.6. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.15$, $p(A2)=0.23$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.52$.

Кодовые комбинации префиксного кода равны:

* 1,00,011,010; # 0,00,011,010; # 1,00,011,110; # 1,00,111,010;

10.2.7. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.12$, $p(A2)=0.26$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.52$.

Кодовые комбинации префиксного кода равны:

* 1,01,001,000; # 0,00,011,010; # 1,00,011,110; # 1,00,111,010;

10.2.8. С уменьшением корреляции между сообщениями избыточность источника:

* уменьшается; # увеличивается; # не меняется; # растет;

10.2.9. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.13$, $p(A2)=0.22$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.55$.

Кодовые комбинации префиксного кода равны:

* 1,00,011,010; # 0,00,011,010; # 1,00,011,110; # 1,00,111,010;

10.2.10. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.13$, $p(A2)=0.26$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.51$.

Кодовые комбинации префиксного кода равны:

* 1,01,001,000; # 0,00,011,010; # 1,00,011,110; # 1,00,111,010;

10.2.11. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.14$, $p(A2)=0.21$, $p(A3)=0.09$, $p(A4)=0.56$.

Соответствующие вероятностям комбинации префиксного кода равны: 1,00,011,010.

Средняя длина комбинации равна:

* 1.67; # 1.58; # 2.1; # 1.87;

10.2.12. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.14$, $p(A2)=0.21$, $p(A3)=0.09$, $p(A4)=0.56$.

Соответствующие вероятностям комбинации префиксного кода равны: 1,00,011,010.

Вероятность появления 1 и 0 :

* 0.557; 0.443; # 0.55; 0.45; # 0.511; 0.489; # 0.254; 0.746;

10.2.13. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.15$, $p(A2)=0.23$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.52$.

Соответствующие вероятностям комбинации префиксного кода равны: 1,00,011,010.

Средняя длина комбинации равна:

* 1.73; # 1.67; # 2.01 # 1.55;

10.2.14. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.15$, $p(A2)=0.23$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.52$.

Соответствующие вероятностям комбинации префиксного кода равны: 1,00,011,010.

Вероятность появления 1 и 0 :

* 0.532; 0.468; # 0.550; 0.450; # 0.511; 0.489; # 0.254; 0.746;

10.2.15. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.12$, $p(A2)=0.26$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.52$.

Соответствующие вероятностям комбинации префиксного кода равны: 1,01,001,000.

Средняя длина комбинации равна:

* 1.7; # 1.67; # 1.73 # 1.55;

10.2.16. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.12$, $p(A2)=0.26$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.52$.

Соответствующие вероятностям комбинации префиксного кода равны: 1,01,001,000.

Вероятность появления 1 и 0 :

* 0.529; 0.471; # 0.532; 0.468; # 0.511; 0.489; # 0.550; 0.450;

10.2.17. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.13$, $p(A2)=0.22$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.55$.

Соответствующие вероятностям комбинации префиксного кода равны: 1,00,011,010;

Средняя длина комбинации равна:

* 1.68; # 1.67; # 1.73 # 1.7;

10.2.18. Источник выдает 4 сообщения с вероятностями:

$p(A1)=0.13$, $p(A2)=0.22$, $p(A3)=0.1$, $p(A4)=0.55$.

Соответствующие вероятностям комбинации префиксного кода равны: 1, 00, 011, 010;

Вероятность появления 1 и 0 :

* 0.542; 0.458; # 0.529; 0.471; # 0.511; 0.489; # 0.550; 0.450;

10.2.19. У дешифруемых префиксных кодов ни одно кодовое слово не является _____ для другого кодового слова

* началом; # частью; # основанием; # концом;

10.2.20. Три основных метода увеличения энтропии в кодере источника:

* укрупнение алфавита; * равновероятное распределение символов; * увеличение основания кода.

10.3.1. Пропускная способность канала с шумом - это максимальная скорость передачи информации при _____ вероятности ошибки.

* сколь угодно малой;

сколь угодно большой;

средней;

нулевой;

10.3.2. При кодировании в канале с шумом для уменьшения ошибок декодирования расстояние между кодовыми словами следует:

* увеличить; # уменьшить; # зафиксировать; # выбрать случайно.

10.3.3. Пропускная способность канала с шумом - это:

* максимальная скорость передачи информации;

минимальная скорость передачи информации;

средняя скорость передачи информации;

максимальная энтропия источника;

10.3.4. Взаимная информация определяется через _____ безусловной и условной энтропий.

* разность; # сумму; # произведение; # деление.

10.3.5. Повышение помехоустойчивости кодирования в канале с шумом достигается введением дополнительной _____.

* избыточности; # неопределенности; # равнозначности; # производительности.

10.3.6. Заданы производительность $H^* = H/T$ источника и пропускная способность C канала. При $H^* < C$ существует такой код, для которого сообщения источника могут быть переданы по каналу с _____ вероятностью ошибок.

* произвольно малой; # нулевой; # сколь угодно большой

10.3.7. По каналу связи с полосой пропускания F и отношением $P_c / P_{ш}$ можно передавать информацию при $p_{ош} \rightarrow 0$ со скоростью сколь угодно близкой к :

* $C = F \log(1 + P_c / P_{ш})$; # $C = F \log(P_c / P_{ш})$; # $C = \log(1 + P_c / P_{ш})$; # $C = F(1 + P_c / P_{ш})$;

10.3.8. . Пропускная способность канала связи с полосой пропускания $F=1$ кГц и отношением $P_c / P_{ш}=7$ равна:

* 3000 бит/с; # 1000 бит/с; # 8000 бит/с; # 7000 бит/с;

10.3.9. Пропускная способность канала связи с полосой пропускания $F=1$ кГц и отношением $P_c / P_{ш}=15$ равна:

* 4000 бит/с; # 1000 бит/с; # 15000 бит/с; # 16000 бит/с;

10.3.10. Пропускная способность канала связи с полосой пропускания $F=2$ кГц и отношением $P_c / P_{ш}=3$ равна:

* 4000 бит/с; # 1000 бит/с ; # 2000 бит/с ; # 6000 бит/с ;

10.3.11. Пропускная способность канала связи с полосой пропускания $F=2$ кГц и отношением $P_c / P_{ш}=31$ равна:

* 10000 бит/с; # 31000 бит/с ; # 32000 бит/с ; # 62000 бит/с ;

10.3.12. Пропускная способность канала связи с полосой пропускания $F=3$ кГц и отношением $P_c / P_{ш}=7$ равна:

* 9000 бит/с; # 3000 бит/с ; # 21000 бит/с ; # 24000 бит/с ;

10.3.13. Количество взаимной информации, передаваемой по каналу связи равно нулю, если сигналы на входе и выходе канала связи _____ .

* независимы; # неоднозначны; # неинформативны; # зависимы;

10.3.14. Фамилия ученого, который впервые ввел меру взаимной информации и сформулировал основную теорему для каналов с шумами:

* Шеннон; # Котельников; # Винер; # Хинчин;

10.3.15. Заданы производительность $H^*=H/T$ источника и пропускная способность C канала. При $H^* < C$ существует такой код, для которого сообщения источника могут быть переданы по каналу с _____ вероятностью ошибок.

* произвольно малой; # нулевой; # сколь угодно большой;

11.1.1. Помехоустойчивое кодирование используется для того, чтобы:

* повысить помехоустойчивость системы связи;

* исправлять ошибки;

уменьшить помехоустойчивость системы связи;

увеличить вероятность ошибки;

11.1.2. Запрещенные кодовые комбинации – это комбинации,:

* не используемые для передачи информации;

используемые для передачи информации;

содержащие одни 0;

содержащие одни 1;

11.1.3. Разрешенные кодовые комбинации – это комбинации,:

* используемые для передачи информации;

не используемые для передачи информации;

содержащие одни 0;

содержащие одни 1;

11.1.4. Кодовое расстояние - это количество позиций, в которых:

* одна кодовая комбинация отличается от другой;

совпадают кодовые комбинации;

содержится 1;

содержится 0;

11.1.5. Основание кода - это :

* количество различных символов, образующих кодовые комбинации; #

количество единиц в комбинации ;

количество нулей в комбинации;

количество символов в комбинации;

11.1.6. Длина кодовой комбинации – это :

* общее количество символов в кодовой комбинации ;

количество единиц в комбинации ;

количество нулей в комбинации;

количество различных символов, образующих кодовые комбинации;

11.1.7. Общее количество комбинаций при основании кода m и длине комбинации n равно:

$$\begin{array}{ll} * m^n ; & \# mn ; \\ \# n^m ; & \# m/n ; \end{array}$$

11.1.8. Код содержит комбинации вида: 000, 101, 111, 001, и т.д. Основание кода и длина кодовой комбинации равны, соответственно:

$$* 2, 3; \quad \# 3,2; \quad \# 3,3; \quad \# 2,2;$$

11.1.9. Основание кода и длина кодовой комбинации равны 2. Комбинации кода (в порядке возрастания десятичного эквивалента двоичных чисел):

$$* 00; 01; 10; 11; \quad \# 00; 10; 01; 11; \quad \# 00; 01; 11; 10; \quad \# 01; 00; 10; 11;$$

11.1.10. Соответствие основания кода и длины комбинации (справа) кодовым комбинациям (слева):

$$\begin{array}{ll} * -10, 01, 11, -1-1, \dots; & * 3, 2; \\ * 001, 110, 010, 111, \dots; & * 2,3; \\ * 1, 0, -1, -2 ; & * 4, 1; \\ & \# 1,4; \\ & \# 2,2; \end{array}$$

11.1.11. Код содержит комбинации вида: 000, -101, -1-11, 001, 0-10 и т.д. Основание кода и длина кодовой комбинации равны, соответственно:

$$* 3, 3; \quad \# 3,2; \quad \# 2, 3; \quad \# 2,2;$$

11.1.12. Код содержит комбинации вида: 0000, 0101, 1111, 0001, и т.д. Общее число комбинаций равно:

$$* 16 ; \# 8; \quad \# 9; \quad \# 12;$$

11.1.13. Код содержит комбинации вида: 000, 101, 111, 001, и т.д. Общее число комбинаций равно:

$$* 8; \quad \# 9; \quad \# 4; \quad \# 16;$$

11.1.14. Соответствие общего числа комбинаций кода (справа) основанию кода и длине кодовой комбинации (слева):

$$\begin{array}{ll} * 2, 2; & * 4; \\ * 3, 4; & * 81; \\ * 4, 2; & * 16; \\ * 2, 5; & * 32; \\ & \# 64 ; \\ & \# 25 ; \end{array}$$

11.1.15. Кодовое расстояние между кодовыми комбинациями 101 и 011 равно:

$$* 2; \quad \# 4; \quad \# 3; \quad \# 1;$$

11.1.16. Кодовое расстояние между кодовыми комбинациями 1101 и 0110 равно :

$$* 3; \quad \# 4; \quad \# 2; \quad \# 1;$$

11.1.17. Соответствие кодового расстояния (справа) кодовым комбинациям (слева):

$$\begin{array}{ll} * 0011 \text{ и } 0101; & * 2; \\ * 100101 \text{ и } 010100; & * 3; \\ * 0011 \text{ и } 1100; & * 4; \\ * 001001 \text{ и } 001001; & * 0; \\ & \# 1; \\ & \# 5; \end{array}$$

11.1.18. Определяется кодовое расстояние между комбинацией 101010 и кодовыми комбинациями 000000, 111111, 010101 , 000111. Порядок следования кодовых расстояний:

$$* 3; \quad * 3; \quad * 6; \quad * 4;$$

11.1.19. Разрешенные кодовые комбинации 000, 011, 101, 110. Минимальное кодовое расстояние этого кода равно:

* 2; # 3; # 0; # 1;

11.1.20. Разрешенные кодовые комбинации 111, 011, 101, 000. Минимальное кодовое расстояние этого кода равно:

* 1; # 3; # 2; # 0;

11.2.1. Для блочного двоичного кода (5,3) количество информационных символов равно:

* 3; # 2; # 5; # 8;

11.2.2. Для блочного двоичного кода (5,3) количество проверочных символов равно:

* 2; # 3; # 5; # 8;

11.2.3. Передаются последовательно десятичные числа от 0 до 7. Порядок следования двоичных эквивалентов этих чисел:

* 000; * 001; * 010; * 011; * 100; * 101; * 110; * 111;

11.2.4. Проверочные символы корректирующего кода (5,3) образуются по правилу:

$a_4 = a_1 \oplus a_2$; $a_5 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3$. Информационная кодовая комбинация 111. Символы a_4 и a_5 равны, соответственно:

* 0, 1; # 1, 0; # 1, 1; # 0, 0;

11.2.5. Проверочные символы корректирующего кода (5,3) образуются по правилу:

$a_4 = a_1 \oplus a_3$; $a_5 = a_1 \oplus a_2$. Информационная кодовая комбинация 101. Символы a_4 и a_5 равны, соответственно:

* 0; 1; # 1, 0; # 1, 1; # 0, 0;

11.2.6. Проверочные символы корректирующего кода (5,3) образуются по правилу:

$a_4 = a_1 \oplus a_2$; $a_5 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3$. Соответствие проверочных символов (справа) информационной комбинации (слева):

* 000; * 00;

* 010; * 11;

* 101; * 10;

01;

11.2.7. Проверочные символы корректирующего кода (5,3) образуются по правилу:

$a_4 = a_1 \oplus a_3$; $a_5 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3$. Разрешенными кодовыми комбинациями этого кода являются комбинации:

* 00000; * 11010; * 01110; # 01011; # 01111;

11.2.8. Проверочный символ корректирующего кода (3,2) образуются по правилу:

$a_3 = a_1 \oplus a_2$. Разрешенные кодовые комбинации этого кода:

* 000; * 011; * 101; # 001; # 111;

11.2.9. Блочный двоичный код (7,4) имеет минимальное кодовое расстояние равное 3. Этот код:

* исправляет все одиночные ошибки;

исправляет все двойные ошибки;

обнаруживает одиночные ошибки;

исправляет три ошибки;

11.2.10. Блочный двоичный код (5,3) имеет минимальное кодовое расстояние равное 2. Этот код:

* обнаруживает одиночные ошибки;

исправляет двойные ошибки;

исправляет одиночные ошибки;

исправляет две ошибки;

11.2.11. Синдром - это :

* указатель позиции, в которой произошла ошибка;

проверочные символы ;

информационные символы;

неверно принятые символы;

11.2.12. Синдром кода :

*не зависит от переданной комбинации;

#зависит от переданной комбинации;

*не зависит от позиции в которой произошла ошибка;

зависит от номера переданной комбинации;

11.2.13. Синдром кода (7,3) образуется по правилу $c_1=a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4$,

$c_2=a_2 \oplus a_3 \oplus a_5$, $c_3=a_1 \oplus a_3 \oplus a_6$, $c_4=a_1 \oplus a_2 \oplus a_7$. Принята комбинация 1111001. Синдром равен:

* 0001 ; # 1000; # 1001; # 1100; # 1010;

11.2.14. Синдром кода (7,3) образуется по правилу $c_1=a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4$,

$c_2=a_2 \oplus a_3 \oplus a_5$, $c_3=a_1 \oplus a_3 \oplus a_6$, $c_4=a_1 \oplus a_2 \oplus a_7$. Принята комбинация 1111010. Синдром равен:

* 0010 ; # 1000; # 1001; # 1100; # 1010;

11.2.15. Синдром кода (7,3) образуется по правилу $c_1=a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4$,

$c_2=a_2 \oplus a_3 \oplus a_5$, $c_3=a_1 \oplus a_3 \oplus a_6$, $c_4=a_1 \oplus a_2 \oplus a_7$. Принята комбинация 1000000. Синдром равен:

* 1011 ; # 1000; # 1001; # 1100; # 1010;

11.2.16. Синдром кода (7,3) образуется по правилу $c_1=a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4$,

$c_2=a_2 \oplus a_3 \oplus a_5$, $c_3=a_1 \oplus a_3 \oplus a_6$, $c_4=a_1 \oplus a_2 \oplus a_7$. Принята комбинация 0100000. Синдром равен:

* 1101 ; # 1000; # 1001; # 1100; # 1010;

11.2.17. Синдром кода (7,3) образуется по правилу $c_1=a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4$,

$c_2=a_2 \oplus a_3 \oplus a_5$, $c_3=a_1 \oplus a_3 \oplus a_6$, $c_4=a_1 \oplus a_2 \oplus a_7$. Принята комбинация 1111000. Синдром равен:

* 0000 ; # 1000; # 0001; # 0100; # 1010;

11.2.18. Синдром кода (7,3) образуется по правилу $c_1=a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4$,

$c_2=a_2 \oplus a_3 \oplus a_5$, $c_3=a_1 \oplus a_3 \oplus a_6$, $c_4=a_1 \oplus a_2 \oplus a_7$. Принята комбинация 1111010. Была передана комбинация:

* 1111000 ; # 1111010 ; # 1110010 ; # 1101010 ;

11.2.19. Синдром кода (7,3) образуется по правилу $c_1=a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4$,

$c_2=a_2 \oplus a_3 \oplus a_5$, $c_3=a_1 \oplus a_3 \oplus a_6$, $c_4=a_1 \oplus a_2 \oplus a_7$. Принята комбинация 0000100. Была передана комбинация:

* 0000000 ; # 0000100 ; # 0000010 ; # 0000001 ;

11.2.20. Синдром кода (7,3) образуется по правилу $c_1=a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4$,

$c_2=a_2 \oplus a_3 \oplus a_5$, $c_3=a_1 \oplus a_3 \oplus a_6$, $c_4=a_1 \oplus a_2 \oplus a_7$.

Принята комбинация 0000010. Была передана комбинация:

* 0000000 ; # 0000010 ; # 0000001 ; # 1000000 ;

11.3.1. Кодовые комбинации циклического кода образуются путем :

* циклической перестановки символов;

случайной перестановки символов;

добавления символов;

отбрасывания символов;

11.3.2. Одна из комбинаций циклического кода 1001. Остальные комбинации этого кода:

* 0011, 0110, 1100; # 0111, 0110, 1100; # 0011, 0110, 1101; # 0011, 0101, 1100;

11.3.3. Полином, соответствующий двоичной кодовой комбинации 101, имеет вид:

* z^2+1 ; # $z+1$; # z^2+z+1 ; # 1;

11.3.4. Полином, соответствующий двоичной кодовой комбинации 0011, имеет вид:

* $z+1$; # z^2+1 ; # z^2+z+1 ; # 1;

11.3.5. Комбинации кода передаются в следующем порядке: 011, 101, 110. Порядок следования полиномов, соответствующих этим двоичным кодовым комбинациям:

* $z+1$; * z^2+1 ; * z^2+z ;

11.3.6. Соответствие полинома двоичной кодовой комбинации:

| | |
|----------|-----------------|
| * 1001 ; | * z^3+1 ; |
| * 0001; | * 1 ; |
| * 1110; | * z^3+z^2+z ; |
| * 0101 ; | * z^2+1 ; |
| | # z^3 ; |
| | # $z+1$; |

11.3.7. Двоичная кодовая комбинация, соответствующая полиному z^2+1 :

* 101; # 110; # 000; # 001;

11.3.8. Двоичная кодовая комбинация, соответствующая полиному z^3+z+1 :

* 1011; # 1100; # 0011; # 1001; # 1101;

11.3.9. Соответствие двоичной кодовой комбинации полиному:

| | |
|-----------------|-----------|
| * z^3+1 ; | * 1001 ; |
| * 1 ; | * 0001; |
| * z^3+z^2+1 ; | * 1101; |
| * z^2+z ; | * 0110 ; |
| | # z^3 ; |
| | # $z+1$; |

11.3.10. Полиномы, соответствующие двоичным кодовым комбинациям, передаются в следующем порядке: z^2+z+1 ; $z+1$; z^2+z ; 1.

Порядок следования двоичных кодовых комбинаций, соответствующих этим полиномам:

* 111; * 011; * 110, * 001;

11.3.11. Информационная комбинация циклического кода 1001. Образующий полином (z^3+z^2+1). Комбинация циклического кода (7,4), формируемая путем перемножения , равна:

* 1100101; # 1001001; # 1101000; # 1001111;

11.3.12. Информационная комбинация циклического кода 1100. Образующий полином (z^3+z^2+1). Комбинация циклического кода (7,4), формируемая путем перемножения , равна:

* 1011100; # 1011001; # 1011111; # 1101100;

11.3.13. Информационная комбинация циклического кода 1010. Образующий полином (z^3+z^2+1). Комбинация циклического кода (7,4), формируемая путем перемножения , равна:

* 1110010; # 1110110; # 1010010; # 0110010;

11.3.14. Принята комбинация 1110011 циклического кода (7,4). Образующий полином (z^3+z^2+1). Синдром принятой комбинация циклического кода равен:

* 001; # 111; # 010; # 100;

11.3.15. Принята комбинация 1001010 циклического кода (7,4). Образующий полином (z^3+z^2+1). Синдром принятой комбинация циклического кода равен :

* 001; # 111; # 010; # 100;

11.3.16. Принята комбинация 0001011 циклического кода (7,4). Образующий полином (z^3+z^2+1). Синдром принятой комбинация циклического кода равен :

* 110; # 111; # 010; # 100; # 001;

11.3.17. Принята комбинация 1001010 циклического кода (7,4). Синдром принятой комбинации 001. Была передана комбинация :

* 1001011; # 1001101; # 1001001; # 0001011; # 1001100;

11.3.18. Принята комбинация 1001001 циклического кода (7,4). Синдром принятой комбинации 010. Была передана комбинация :

* 1001011; # 1001101; # 1001001; # 0001011; # 1001100;

11.3.19. Принята комбинация 1100111 циклического кода (7,4). Синдром принятой комбинации 010. Была передана комбинация :

* 1100101; # 1001101; # 1001001; # 1100011; # 11001110;

11.3.20. Приняты комбинации циклического кода (7,4): 1001010; 0010110; 0101111.

Синдром принятых комбинаций 001. Порядок следования комбинаций с исправленной ошибкой:

* 1001011 ; * 0010111; * 0101110 ;

11.4.1. Минимальное кодовое расстояние, необходимое для обнаружения двойных ошибок в комбинации равно:

* 3; # 1 ; # 2 ; # 0 ;

11.4.2. Соответствие минимального кодового расстояния (справа) разрешенным кодовым комбинациям этого кода (слева):

* 00, 01, 10; * 1;

* 000, 101, 110; * 2;

* 10010, 00001, 11101; *3;
4;
#0;

11.4.3. Минимальное кодовое расстояние, необходимое для обнаружения одиночных ошибок в комбинации равно:

* 2; # 1 ; # 3 ; # 0 ;

11.4.4. Минимальное кодовое расстояние, необходимое для исправления одиночных ошибок в комбинации равно:

* 3; # 2 ; # 1 ; # 0 ;

11.4.5. Минимальное кодовое расстояние, необходимое для обнаружения двойных ошибок в комбинации равно :

* 3; # 2 ; # 1 ; # 0 ;

11.4.6. Минимальное кодовое расстояние, необходимое для исправления двойных ошибок в комбинации равно:

* 5; # 2 ; # 3 ; # 4 ;

11.4.7. Соответствие минимального кодового расстояния (справа) количеству исправляемых ошибок в комбинации (слева):

* 3; *7;

* 1; *3;

* 5; *11;

* 10; *21;

9;

22;

2;

11.4.8. Код с основанием 2 и длиной кодовой комбинации 3 позволяет исправлять одиночные ошибки. Разрешенные комбинации этого кода:

* 000 ; 111; # 011; 010; # 000; 110; # 111;

11.4.9. Код с основанием 2 и длиной кодовой комбинации 3 позволяет обнаруживать одиночные ошибки. Разрешенные комбинации этого кода:

* 000, 101, 110 011; # 000; 010; 110; 111; # 011; 010; 000; 110;

11.4.10. Код имеет основание 2 и длину кодовой комбинации 3. Введите все комбинации этого кода в порядке возрастания десятичного эквивалента двоичных чисел:

* 000 ; *001; *010; *011; * 100; *101 ; * 110 ; * 111;

11.4.11. Код, имеющий комбинации 000, 101, 011, 110 позволяет обнаруживать одиночные ошибки. Во сколько раз он проигрывает по скорости передачи безизбыточному коду:

* 1.5 ; # 2 ; # 3 ; # 2.5 ;

11.4.12. Код, имеющий комбинации 000, 111, позволяет исправлять одиночные ошибки. Во сколько раз он проигрывает по скорости передачи безизбыточному коду:

* 3 ; # 1.5 ; # 2 ; # 2.5 ;

11.4.13. Для реализации проверки на четность к комбинации 1010100 необходимо добавить:

* 1 ; # 0; # 00; # 11;

11.4.14. Для реализации проверки на четность к комбинации 11010100 необходимо добавить:

* 0 ; # 1 ; # 01; # 10; # 11;

11.4.15. Соответствие корректирующего символа (справа) кодовой комбинации (слева) для реализации проверки на четность:

* 00011; * 0 ;

* 100011; * 1 ;

* 00000; * 0 ;

* 111111; * 0 ;

* 100011; * 1 ;

11.4.16. Код с проверкой на четность. Одиночная ошибка делает количество 1 в кодовой комбинации _____ и, таким образом, обнаруживается.

* нечетным ; # четным; # равным 0; # равным количеству 0;

11.4.17. Используя код с проверкой на четность, мы получим минимальное кодовое расстояние для такого кода, равное:

* 2 ; # 0; # 1; # 3;

11.4.18. Разрешенные кодовые комбинации кода 000 и 111. Принята кодовая комбинация 010. Наиболее вероятно, что была передана комбинация:

* 000; # 010; # 101; # 111;

11.4.19. Разрешенные кодовые комбинации кода 000 и 111. Принята кодовая комбинация 110. Наиболее вероятно, что была передана комбинация :

* 111; # 110; # 000; # 001;

11.4.20. Разрешенные кодовые комбинации кода 000 и 111. Соответствие наиболее вероятных переданных комбинаций (справа) принятым кодовым комбинациям (слева):

* 101 ; * 111;

* 001 ; * 000;

* 110 ; * 111;

* 100 ; * 000;

11.4.21. Разрешенные кодовые комбинации кода 000 и 111. Принята кодовая комбинация 110. Наиболее вероятно, что была передана комбинация 111, т.к. кодовые расстояния принятой комбинации от комбинаций 111 и 000 равны, соответственно:

* 1 ; 2 ; # 1; 1; # 2; 1; # 0; 1;

- 12.1.1. Каналы в многоканальных системах связи разделяются за счет того, что они:
- * ортогональны;
 - # противоположны;
 - # коррелированы;
 - # зависимы;
- 12.1.2. Способы разделения каналов в многоканальных системах связи:
- * частотное, временное, фазовое, кодовое (по форме);
 - # амплитудное, частотное, фазовое, по форме;
 - # импульсно-кодовое, временное, фазовое, кодовое (по форме);
 - # частотное, временное, фазовое;
- 12.1.3. При частотном разделении каналов отдельные каналы передаются:
- * одновременно, но в разных полосах частот;
 - # в одной и той же полосе частот, но в разные интервалы времени ;
 - # в одной и той же полосе частот, но с разными начальными фазами;
 - # одновременно, в одной и той же полосе частот ;
- 12.1.4. При временном разделении каналов отдельные каналы передаются:
- * в одной и той же полосе частот, но в разные интервалы времени;
 - # одновременно, но в разных полосах частот;
 - # в одной и той же полосе частот, но с разными начальными фазами;
 - # в одной и той же полосе частот, одновременно ;
- 12.1.5. При фазовом разделении каналов отдельные каналы передаются:
- * в одной и той же полосе частот, одновременно, но с разными начальными фазами;
 - # в одной и той же полосе частот, но в разные интервалы времени ;
 - # одновременно, но в разных полосах частот;
 - # в одной и той же полосе частот, одновременно, но с разными амплитудами ;
- 12.1.6. Полоса частот одного канала в системе связи с частотным разделением 3.4 кГц. Защитные промежутки по частоте между каналами 0.6 кГц. Максимальное число каналов в полосе частот 101 кГц равно:
- * 25; # 24 ; # 26; # 29;
- 12.1.7. Полоса частот одного канала в системе связи с частотным разделением 3.4 кГц. Защитные промежутки по частоте 0.6 кГц. Максимальное число каналов в полосе частот 201 кГц равно:
- * 50; # 49 ; # 51; # 59;
- 12.1.8. Интервал дискретизации для сигнала в каждом канале при ВРК 2 мс. Длительность сигнальных импульсов в системе связи с временным разделением 0.1 мс, период следования 0.2 мс. Максимальное число каналов равно :
- * 10; # 20 ; # 2; # 21;
- 12.1.9. Интервал дискретизации для сигнала в каждом канале 4 мс. Длительность сигнальных импульсов в системе связи с ВРК 0.2 мс, скважность 2. Максимальное число каналов равно:
- * 10; # 20 ; # 2; # 11;
- 12.1.10. Количество ортогональных несущих в системе связи с фазовым разделением каналов равно:
- * 2; # 1 ; # 4; # 10;

12.1.11. В системе связи с фазовым разделением каналов первый канал передается на несущей частоте $\sin w_0 t$. Второй канал передается на несущей:

* $\cos w_0 t$; # $\sin w_0 t$; # $\sin(w_0 t + 180^\circ)$; # $-\sin(w_0 t + 180^\circ)$;

12.1.12. Каналы в многоканальной системе связи с частотным разделением каналов разделяются:

* полосовыми фильтрами;

коммутаторами; # усилителями; # ограничителями;

12.1.13. Каналы в многоканальной системе связи с временным разделением каналов разделяются:

* коммутаторами; # полосовыми фильтрами;

усилителями; # согласованными фильтрами;

12.1.14. Каналы в многоканальной системе связи с фазовым разделением каналов разделяются:

* синхронными демодуляторами;

коммутаторами; # усилителями; # полосовыми фильтрами;

12.1.15. Каналы в многоканальной системе связи с разделением сигналов по форме разделяются:

* согласованными фильтрами; # коммутаторами;

усилителями; # полосовыми фильтрами;

12.1.16. Причины межканальных помех при ЧРК:

* спектры сигналов бесконечны; ПФ – не идеальны;

коммутаторы – не идеальны; полоса частот системы связи – ограничена;

синхронные демодуляторы – не идеальны; разность фаз несущих не равна точно 90° ;

взаимно-корреляционные функции сигналов не равны 0;

12.1.17. Причины межканальных помех при ВРК:

* коммутаторы – не идеальны; полоса частот системы связи – ограничена;

спектры сигналов бесконечны; ПФ – не идеальны;

синхронные демодуляторы – не идеальны; разность фаз несущих не равна точно 90° ;

взаимно-корреляционные функции сигналов не равны 0;

12.1.18. Причины межканальных помех при ФРК:

* синхронные демодуляторы – не идеальны; разность фаз несущих не равна точно 90° ;

спектры сигналов бесконечны; ПФ – не идеальны;

коммутаторы – не идеальны; полоса частот системы связи – ограничена;

взаимно-корреляционные функции сигналов не равны 0;

12.1.19. Причины межканальных помех при КРК:

* взаимно-корреляционные функции сигналов не равны 0;

спектры сигналов бесконечны; ПФ – не идеальны;

коммутаторы – не идеальны; полоса частот системы связи – ограничена;

синхронные демодуляторы – не идеальны; разность фаз несущих не равна точно 90° ;

12.1.20. Соответствие устройств, осуществляющих разделение каналов, виду разделения:

* ЧРК; * полосовые фильтры;

* ВРК; * коммутаторы;

* ФРК; * синхронные демодуляторы;

* КРК; * согласованные фильтры;

12.1.21. Соответствие устройств, осуществляющих разделение каналов, виду разделения:

* частотное разделение каналов; * полосовые фильтры;

* временное разделение каналов; * коммутаторы;

* фазовое разделение каналов; * синхронные демодуляторы;

* кодовое разделение каналов ;

* согласованные фильтры;

12.1.22. Соответствие вида разделения каналов устройству, осуществляющего разделение каналов:

* полосовые фильтры;

* частотное разделение каналов ;

* коммутаторы;

* временное разделение каналов ;

* синхронные демодуляторы ;

* фазовое разделение каналов ;

* согласованные фильтры;

* кодовое разделение каналов ;

Задания на установление правильной последовательности

I:R:L1

UID: 1

UNAME: Сухоруков Александр Сергеевич

s: Из фрагментов текста составьте правильную формулировку теоремы Котельникова.

1: Непрерывная функция, не содержащая

2: частот выше F ,

3: полностью определяется

4: своими отсчетами, взятыми

5: через интервал

6: времени $T = \frac{1}{2F}$.

D: времени $T = \frac{1}{F}$.

D: частот ниже F ,

I:R:L1

UID: 2

UNAME: Сухоруков Александр Сергеевич

s: Из фрагментов текста составьте правильную формулировку теоремы Шеннона.

1: По каналу связи с полосой

2: пропускания F , в котором

3: действуют сигнал

4: с мощностью P_c и шум

5: со спектральной плотностью мощности G_0 ,

6: можно передавать

7: информацию со скоростью

8: $C = F \log(1 + \frac{P_c}{G_0 F})$

9: и сколь угодно малой

10: вероятностью ошибки.

D: $C = F \log(\frac{P_c}{G_0 F})$

D: и вероятностью ошибки 0.5.

I:R:L1

UID: 3

UNAME: Сухоруков Александр Сергеевич

s: Из фрагментов текста составьте правильное определение энтропии.

1: Энтропия -

2: это среднее

3: количество информации,
4: приходящееся на
5: один символ.
D: количество энергии,
D: одну секунду.
D: это максимальное

ТЕСТЫ С ПАРАМЕТРАМИ.

I:P:L1

UID: 16.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Функция плотности вероятности случайного процесса имеет вид:

$$W(x) = h; \quad \text{при } |x| < L;$$

$$W(x) = 0; \quad \text{при } |x| > L;$$

Значение параметра L задано: $L = [\$L; 1; 10; 1]$. Введите значение дисперсии этого процесса.

F: $\$L * \$L / 3$

D: 0.1

$\$L$: 5

A: 8.33

I:P:L1

UID:16.2

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Спектральная плотность мощности белого шума на единичном сопротивлении равна 2 Вт/Гц. Введите значение дисперсии белого шума в полосе частот $P = [\$P; 628; 6280; 628]$ рад/с.

F: $2 * \$P / 6.28$

D: 0.1

$\$P$: 628

A: 200

I:P:L1

UID: 17.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Непрерывный гармонический сигнал имеет вид $u(t) = \cos(2\pi Ft)$. Введите значение отсчета сигнала в момент времени $t = k * T$, если $k = [\$k; 0; 10; 1]$. Интервал дискретизации T определяется в соответствии с теоремой Котельникова.

F: $\cos(\pi * \$k)$

D: 0.1

$\$k$: 2

A: 1

I:P:L1

UID: 17.2

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Непрерывный гармонический сигнал имеет вид $u(t)=\cos(\omega_0 t)$. Введите значение отсчета сигнала в момент времени $t=k \cdot T$, если $k=[\$k; 0; 10; 1]$. Интервал дискретизации T определяется в соответствии с теоремой Котельникова.

F: $\cos(\pi \cdot \$k)$

D: 0.1

$\$k$: 3

A: -1

I:P:L1

UID: 17.3

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Непрерывный гармонический сигнал имеет вид $u(t)=\sin(2\pi \cdot F \cdot t + \pi/2)$. Введите значение отсчета сигнала в момент времени $t=k \cdot T$, если $k=[\$k; 0; 10; 1]$. Интервал дискретизации T определяется в соответствии с теоремой Котельникова.

F: $\cos(\pi \cdot \$k)$

D: 0.1

$\$k$: 3

A: -1

I:P:L1

UID: 18.1

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Непрерывный сигнал с шириной спектра $F=[\$F; 1; 10; 1]$ кГц преобразуется в сигнал ИКМ с длиной кодовых комбинаций $n=[\$n; 4; 8; 1]$. Введите значение ширины спектра сигнала ИКМ в кГц.

F: $2 \cdot \$n \cdot \F

D: 0.1

$\$n$: 5

$\$F$: 2

A: 20

I:P:L1

UID: 18.2

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Непрерывный сигнал с шириной спектра $F=[\$F; 100; 500; 100]$ Гц преобразуется в сигнал ИКМ с длиной кодовых комбинаций $n=[\$n; 4; 8; 1]$. Введите значение ширины спектра сигнала ИКМ в рад/с.

F: $12.56 \cdot \$n \cdot \F

D: 0.1

$\$n$: 5

$\$F$: 100

A: 6280

I:P:L1

UID: 18.3

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Непрерывный сигнал с шириной спектра $\omega=[\$ \omega; 628; 3140; 628]$ рад/с преобразуется в сигнал ИКМ с длиной кодовых комбинаций $n=[\$ n; 4; 8; 1]$. Введите значение ширины спектра сигнала ИКМ в Гц.

F: $\$ n * \$ \omega / 3.14$

D: 0.1

$\$ n$: 5

$\$ \omega$: 3140

A: 5000

I:P:L1

UID: 18.4

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Непрерывный сигнал с шириной спектра $\omega=[\$ \omega; 628; 3140; 628]$ рад/с преобразуется в сигнал ИКМ с длиной кодовых комбинаций $n=[\$ n; 4; 8; 1]$. Введите значение ширины спектра сигнала ИКМ в кГц.

F: $\$ n * \$ \omega / 3140$

D: 0.1

$\$ n$: 5

$\$ \omega$: 3140

A: 5

I:P:L1

UID: 19.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Коэффициенты разностного уравнения цифрового фильтра равны:

- $a_1=[\$ a_1; 0; 1; 0.1];$

- $a_2=[\$ a_2; -1; 0; 0.1];$

- $b_0=[\$ b_0; 0; 1; 0.1];$

- $b_1=[\$ b_1; 0; 1; 0.1];$

- $b_2=[\$ b_2; 0; 1; 0.1];$

Введите значение импульсной реакции фильтра g_1 .

F: $\$ a_1 * \$ b_0 + \$ b_1$

D: 0.1

$\$ a_1= 0.1$

$\$ a_2= - 0.5$

$\$ b_0= 0.8$

$\$ b_1= 1$

$\$ b_2= 0.1$

A: 1.08

I:P:L1

UID: 19.2

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Передаточная функция ЦФ имеет вид:

$$K(z)=(b_0z^2+b_1z+b_2)/(z^2-a_1z);$$

Коэффициенты разностного уравнения равны:

- $a_1=[\$ a_1; 0; 0.5; 0.1];$
- $b_0=[\$ b_0; 0; 1; 0.1];$
- $b_1=[\$ b_1; 0; 1; 0.1];$
- $b_2=[\$ b_2; 0; 1; 0.1];$

Введите значение передаточной функции ЦФ по постоянному току.

F: $(\$b_0 + \$b_1 + \$b_2)/(1 - \$a_1);$

D: 0.1

$\$ a_1= 0.5$

$\$ b_0= 0.8$

$\$ b_1= 1$

$\$ b_2= 0.1$

A: 3.8

I:P:L1

UID: 20.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t)= U_m \cos \omega_0 t; \quad U_m = [\$U_m; 1; 10; 1] \text{ мВ}; \quad 0 < t < 0.1 \text{ с};$$

Белый шум имеет спектральную плотность энергии $G_0 = [\$G_0; 0.1; 0.5; 0.1] \text{ мВ}^2/\text{Гц}$.

Введите значение максимального отношения с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом.

F: $\$U_m * \$U_m * 0.1 / 2 / \$G_0$

D: 0.1

$\$U_m=5$

$\$G_0=0.2$

A: 6.25

I:P:L1

UID: 20.2

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Одиночный импульс задан выражением:

$$u(t)= U_m; \quad U_m = [\$U_m; 5; 10; 1] \text{ мВ}; \quad 0 < t < 1 \text{ мс};$$

Белый шум имеет спектральную плотность энергии $G_0 = [\$G_0; 0.1; 0.5; 0.1] \text{ мВ}^2/\text{Гц}$.

Введите значение максимального отношения с/ш на выходе фильтра, согласованного с этим импульсом.

F: $\$U_m * \$U_m * 0.001 / \$G_0$

D: 0.1

$\$U_m=5$

$\$G_0=0.5$

A: 0.05

I:P:L1

UID: 21.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Оптимальный приемник принимает двоичный сигнал, варианты которого заданы:

$u_1(t) = -u_0(t)$; $u_1(t) = U_m t/T$; $U_m = [\$U_m; 1; 10; 1] \text{ мВ}$; $0 < t < T$; $T = 0.3 \text{ с}$;
Белый нормальный гауссов шум имеет одностороннюю спектральную плотность энергии $N_0 = [\$N_0; 0.1; 0.5; 0.1] \text{ мВ}^2/\text{Гц}$. Введите значение параметра h_0^2 .

F: $\$U_m * \$U_m * 0.3/3/\$N_0$

D: 0.1

$\$U_m = 5$

$\$N_0 = 0.2$

A: 12.5

$\$U_m = 7$

$\$N_0 = 0.4$

A: 12.25

I:P:L1

UID: 22.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: На входе некогерентного частотного детектора действуют сигнал ДЧМ с амплитудой $U_m = [\$U_m; 10; 50; 10] \text{ мВ}$; и белый шум со спектральной плотностью энергии $G_0 = [\$G_0; 1; 5; 1] \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, прошедшие через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Введите значение вероятности ошибки.

F: $\exp(-\$U_m * \$U_m / \$G_0 / 400)$

D: 0.1

$\$U_m = 40$

$\$G_0 = 4$

A: 0.368

I:P:L1

UID: 22.2

UNAME: Сухоруков А.С.

S: На входе некогерентного детектора действуют сигнал ДОФМ с амплитудой $U_m = [\$U_m; 10; 50; 10] \text{ мВ}$; и белый шум со спектральной плотностью энергии $G_0 = [\$G_0; 1; 5; 1] \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, прошедшие через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Введите значение вероятности ошибки (прием сравнением фаз).

F: $\exp(-\$U_m * \$U_m / \$G_0 / 200)$

D: 0.1

$\$U_m = 20$

$\$G_0 = 2$

A: 0.368

$\$U_m = 20$

$\$G_0 = 4$

A: 0.607

$\$U_m = 40$

\$ $G_0=3$
A: 0.264

I:P:L1

UID: 22.3

UNAME: Сухоруков А.С.

S: На входе некогерентного амплитудного детектора действуют сигнал ДАМ с амплитудой $U_m = [U_m; 10; 50; 10]$ мВ; и белый шум со спектральной плотностью энергии $G_0 = [G_0; 1; 5; 1]$ мВ²/Гц, прошедшие через полосовой фильтр с полосой пропускания 100 Гц. Введите значение вероятности ошибки.

F: $\exp(-U_m^2/G_0/800)$

D: 0.1

\$ $U_m=40$

\$ $G_0=2$

A: 0.368

I:P:L1

UID: 23.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Троичный источник независимых сообщений выдает сообщения с вероятностями:

$p_1 = [p_1; 0.1; 0.3; 0.1]$

$p_2 = [p_2; 0.1; 0.5; 0.1]$

Введите значение энтропии этого источника в дв.ед./сообщение.

F: $(-p_1 \log(p_1, 2) - p_2 \log(p_2, 2) - (1-p_1-p_2) \log((1-p_1-p_2), 2))$

D: 0.1

\$ $p_1=0.1$

\$ $p_2=0.5$

A: 1.363

I:P:L1

UID: 23.2

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Двоичный источник независимых символов выдает символ «1» с вероятностью:

$p_1 = [p_1; 0.1; 0.5; 0.1]$

Введите значение производительности этого источника в дв.ед./с, если скорость передачи символов $V=100$ бод.

F: $(-p_1 \log(p_1, 2) - (1-p_1) \log((1-p_1), 2)) * 100$

D: 0.1

\$ $p_1=0.1$

A: 47

I:P:L1

UID: 24.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: На выходе канала связи действуют гармонический сигнал с амплитудой $U_m = [U_m; 10; 50; 10]$ мВ; и белый шум со спектральной плотностью энергии $G_0 = [G_0; 1; 5; 1]$ мВ²/Гц, прошедшие через канал связи с полосой пропускания 100 Гц.

Введите значение пропускной способности данного канала связи в дв. ед./с.

F: $100 \cdot \log((1 + U_m \cdot U_m / G_0 / 200), 2)$

D: 0.1

$U_m = 20$

$G_0 = 2$

A: 100

$U_m = 50$

$G_0 = 5$

A: 180,735

I:P:L1

UID: 25.1

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Информационная комбинация систематического блочного двоичного кода (7, 3) имеет вид « $a_1 a_2 a_3$ », где:

$a_1 = [a_1; 0; 1; 1]$

$a_2 = [a_2; 0; 1; 1]$

$a_3 = [a_3; 0; 1; 1]$

Введите значение проверочного символа a_4 , если он формируется по правилу:

$$a_4 = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3$$

F: $\text{mod2}(a_1, a_2, a_3)$

D: 0.1

$a_1 = 1$

$a_2 = 1$

$a_3 = 1$

A: 1

I:P:L1

UID: 26.1

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Задана максимальная частота в спектре непрерывного сигнала:

$F_m = [F_m; 1000; 10000; 1000]$ Гц.

Введите значение интервала дискретизации в мс.

F: $1000 / (2 \cdot F_m)$

D: 0.1

$F_m = 2000$

A: 0.25

I:P:L1

UID: 26.2

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Задана максимальная частота в спектре непрерывного сигнала

$\omega_m = [\omega_m; 3140; 31400; 3140]$ рад/с.

Введите значение интервала дискретизации в мс.

F: $3140/(\omega_m)$

D: 0.1

ω_m : 12560

A: 0.25

I:P:L1

UID: 26.3

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Задана максимальная частота в спектре непрерывного сигнала

$F_m = [F_m; 1000; 10000; 1000]$ Гц.

Введите значение частоты дискретизации в рад/с.

F: $12.56 * F_m$

D: 0.1

F_m : 2000

A: 25120

I:P:L1

UID: 26.4

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Задан интервал дискретизации $T = [T; 1; 10; 1]$ мс непрерывного сигнала.

Введите значение максимальной частоты в спектре непрерывного сигнала в рад/с.

F: $3140/T$

D: 0.1

T : 2

A: 1570

I:P:L1

UID: 27.1

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Шаг квантования равен $u = [u; 3; 10; 1]$ мВ. Введите значение дисперсии шума квантования в мВ².

F: $u * u / 12$

D: 0.1

u : 3

A: 0.75

I:P:L1

UID: 27.2

USERNAME: Сухоруков А.С.

S: Максимальное значение однополярного непрерывного сигнала равно

$U_m = [U_m; 30; 10; 60]$ мВ. Введите значение дисперсии шума квантования в мВ², если количество уровней квантования $L = [L; 32; 64; 32]$.

F: $U_m * U_m / 12 / (L - 1) / (L - 1)$

D: 0.1

\$U_m:30
\$L=64
A: 0.0189

I:P:L1

UID: 28.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Двоичный полином, соответствующий информационной комбинации циклического кода (4.3), имеет вид:

$$A(z)=z^2+ a_1z+ a_0$$

$$a_1 = [\$a_1; 0; 1; 1]$$

$$a_0 = [\$a_0 ; 0; 1; 1]$$

Порождающий полином имеет вид: $P(z)=z+1$. Введите полную комбинацию циклического кода в виде двоичной комбинации (пример: 1110).

$$F: 1000+\text{mod}2(1, \$a_1)*100+\text{mod}2(\$a_1, \$a_0)*10 +\$a_0$$

D: 0.1

\$a₁ =1
\$a₀ =1
A: 1001

I:P:L1

UID: 29.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Полоса частот, отводимая на один канал при ЧРК равна $F=[\$F ; 2; 5; 1]$ кГц. Защитный промежуток по частоте равен 1кГц. Введите полосу частот в кГц, которую занимают $N =[\$N ; 5; 10; 1]$ каналов.

$$F: (\$F+1)*\$N+1$$

D: 0.001

\$ F =5
\$ N =8
A: 49

I:P:L1

UID: 30.1

UNAME: Сухоруков А.С.

S: Полоса частот аналоговых сигналов, передаваемых по всем каналам в системе связи с ВРК равна $F=[\$F ; 1; 5; 1]$ кГц. Длительность сигнальных импульсов в системе связи с ВРК равна 1/6 (мкс), период следования 1/3 (мкс). Введите максимальное число каналов, которые могут работать при таких условиях.

$$F: 1500/\$F$$

D: 0.01

\$ F =5
A: 300

