

Лекция 1

АВТОГЕНЕРАТОРЫ С ВНУТРЕННЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ И РС СТРУКТУРОЙ

Рассматривается автогенератор на туннельном диоде. Показана аналогия с генератором Ван-дер-Поля. Анализируется работа широко распространенного генератора с мостом Вина.

1. Автогенератор на туннельном диоде

На примере генератора Ван-дер-Поля мы знаем, что автоколебания могут поддерживаться путем компенсации потери энергии колебательного контура наличием некоторого элемента, называемого «отрицательным активным сопротивлением». Такой эффект может реализоваться в электронном приборе с вольт–амперной характеристикой $I = f(U)$, имеющий участок с $\frac{dI}{dU} < 0$, т.е. с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Таким свойством обладает туннельный диод: у него вольт – амперная характеристика является N-образной.

Туннельный эффект заключается в том, что из-за квантового характера движения частицы могут проникать с определенной вероятностью высокопотенциальный барьер. При увеличении напряжения ток может убывать вследствие уменьшения числа состояний электронов, доступных для туннелирования.

Для простоты анализа рассмотрим электронную схему на Рис.1 содержащую туннельный диод с сопротивлением R_- (с отрицательным сопротивлением).

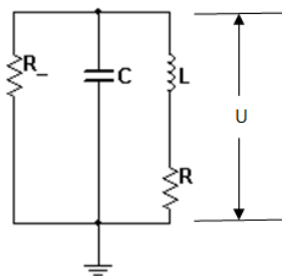


Рис.1. Схема автогенератора на туннельном диоде

По отношению к отрицательному сопротивлению R_- напряжение на контуре рассматривается как ЭДС и ток протекающий через диод, определяется как $I = -\frac{U}{R_-}$.

Напряжение на контуре и токи связаны соотношениями:

$$I = I_{R_-} = I_C + I_L, \quad I_C = C \frac{dU}{dt}, \quad U = rI_L + L \frac{dI_L}{dt} \quad (1)$$

Из этих формул следует

$$I = I_L + rC \frac{dI_L}{dt} + LC \frac{d^2 I_L}{dt^2} \quad (2)$$

По определению I мы имеем

$$I = -\frac{U}{R_-} = -\frac{1}{R_-} (rI_L + L \frac{dI_L}{dt}) \quad (3)$$

Приравнивая правые части формул (2), (3) получим:

$$\frac{d^2 I_L}{dt^2} + \left(\frac{r}{C} + \frac{1}{CR_-} \right) \frac{dI_L}{dt} + \frac{1+r/R_-}{LC} I_L = 0 \quad (4)$$

При условии $\frac{r}{C} + \frac{1}{C} \left| \frac{1}{R_-} \right| < 0$ второй член в (4) будет отрицательным и колебания могут возрасти, вместо затухания. Таким образом, уравнение (4) тоже может описать автоколебания, как уравнение Ван – дер – Поля.

2. Автогенератор с мостом Вина

Для использования на частотах ниже 10^3 - 10^5 Гц удобно пользоваться резисторно – емкостными (RC) генераторами, т.к. обычный колебательный контур с индуктивностью L в этих случаях получается громоздким. В RC генераторах частота генерируемых колебаний определяется свойствами цепи обратной связи.

Рассмотрим генератор с мостом Вина, представляющий собой последовательно - параллельную RC цепочку обратной связи усилителя (рис. 1)

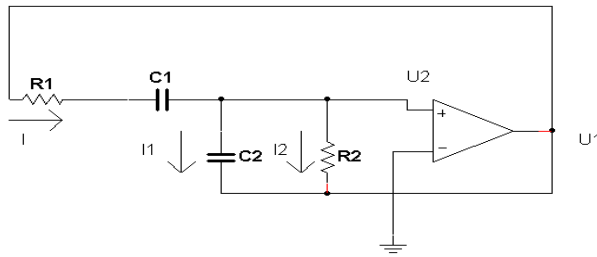


Рис.1. Схема RC генератора
С мостом Вина

Запишем для этой цепи законы Кирхгофа:

$$I = I_1 + I_2 = C_2 \dot{U}_2 + I_2 \quad (1)$$

$$U_1 = IR_1 + \frac{1}{C_1} \int Idt + U_2, \quad U_1 = f(U_2) \quad (2)$$

$$U_2 = I_2 R_2, \quad (3)$$

где точки над переменными означает дифференцирование по времени.

Из формулы (2) следует

$$f(U_2) = IR_1 + \frac{I}{C_1} + \dot{U}_2 = C_2 R_1 \ddot{U}_2 + R_1 \frac{\dot{U}_2}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \dot{U}_2 + \frac{U_2}{C_1 R_2} + \dot{U}_2 \quad (4)$$

$$\dot{f}(U_2) = \frac{df}{dU_2} \cdot \frac{dU_2}{dt} = \dot{U}_2 \frac{df}{dU_2}, \quad (5)$$

$$\ddot{U}_2 + \left\{ \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_2} - \frac{1}{R_1 C_2} \frac{df}{dU_2} \right\} \dot{U}_2 + \frac{1}{R_1 C_2 C_1 R_2} U_2 = 0 \quad (6)$$

В случае симметричного моста Вина имеем

$$R_1 = R_2 = R, \quad C_1 = C_2 = C,$$

$$\frac{d^2 U_2}{dt^2} + \left\{ \frac{3}{RC} - \frac{1}{RC} \frac{df(U_2)}{dU_2} \right\} \frac{dU_2}{dt} + \frac{1}{R^2 C^2} U_2 = 0 \quad (7)$$

Введем обозначение $\omega_0 = 1/RC$, и примем зависимость

$$f(U_2) = KU_2 - K_1U_2^3 \quad (8)$$

После этого имеем

$$\frac{d^2U_2}{dt^2} - \left\{ \frac{K-3}{RC} - \frac{3K_1}{RC}U_2^2 \right\} \frac{dU_2}{dt} + \omega_0^2U_2 = 0 \quad (9)$$

Перейдем к новому времени τ и введем обозначения $x = U_2\sqrt{3K_1}$, $\varepsilon = K - 3$. В результате мы получим уравнение Ван – дер – Поля в форме

$$\frac{d^2x}{d\tau^2} - (\varepsilon - x^2) \frac{dx}{d\tau} + x = 0 \quad (10)$$

Темы самостоятельных работ

1. Записать уравнение (10) через $y = x/\sqrt{\varepsilon}$.
2. Путем выбора подходящей формы $R_- = R_-(I_L)$ привести уравнение (4) к уравнению Ван – дер – Поля.
3. Сформулировать условия возникновения автоколебаний .

1. Литература [1. Баскаков С.И. Лекции по теории цепей М.: Эдиториал УРСС, 2001. 208с.
2. Кузнецов А.П., Кузнецов С.П., Рыскин Н.М. Нелинейные колебания М. ФМЛ, 2002, 292с.
3. Астахов В.В., Шабунин А.В. Радиофизический практикум по теории колебаний. Саратов: Изд. Гос УНЦ, 2003, 136с.]

Лекция 2

МОДУЛИРОВАННЫЕ РАДИОСИГНАЛЫ

Рассматриваются амплитудная, угловая, фазовая, частотная модуляции и спектральные энергетические свойства модулированных радиосигналов.

Простой гармонический детерминированный сигнал, если его параметры известны и постоянны, то он не содержит информацию.

Сигнал вида

$$U(t) = S(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0(t) + \varphi_0) = S(t) \cos \psi(t) \quad (1)$$

называется модулированным радиосигналом. Он содержит информацию о сигнале $S(t)$ и не является гармоническим. В этом примере реализована амплитудная модуляция несущего колебания $\cos \psi(t)$. Если в формуле (1) $S(t) = \text{const}$, но $\psi(t)$ связан с другим информационным сигналом $S_1(t)$ ($\psi(t) \longrightarrow S_1(t) * \psi(t)$), то имеет место угловая модуляция. Используются также виды модуляции, при которых $S(t)$ связан как с амплитудой, так и с фазой.

Необходимость передачи информации модулированным радиосигналом вызвана следующими причинами.

Эффективное излучение антенны достигается тогда, когда геометрические размеры антенны соизмеримы с длиной волны излучаемого колебания $\lambda = c / f$, где c – скорость света, f – частота колебания. Поэтому в качестве несущего колебания используется относительно высокочастотный гармонический сигнал.

Для неискаженной передачи радиосигнала необходимо, чтобы ширина спектра радиосигнала была мала по сравнению с частотой несущего колебания: $\Delta \omega \ll \omega_0$. У видеосигнала (у цифрового импульса с прямоугольной формой) это соотношение имеет вид $\Delta \omega \approx \omega_0$.

Процесс выделения $S(t)$ из формулы (1) при известном $U(t)$ называется демодуляцией. Демодуляция физически реализуется путем выпрямления (пропуская сигнал через полупроводниковый диод) сигнала с последующей низкочастотной фильтрацией (исключая высокочастотные составляющие – несущие колебания). Вычислительные методы демодуляции основаны на умножении выражения (1) на соответствующую ортогональную функцию с последующим осреднением. Отсюда следует, что после демодуляции мы получим только модуль информационного сигнала $S(t)$. Поэтому при реализации амплитудной модуляции к модулирующему сигналу $S(t)$ предварительно добавляют постоянную составляющую, чтобы сделать его однополярным:

$$S(t) = A(1 + m * \cos(\Omega t + \Phi_0)) \quad (2)$$

После этого формула (1) имеет вид

$$U(t) = A(1 + m * \cos(\Omega t + \Phi_0)) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (3)$$

U_3 (3) следует для максимального и минимального значений амплитуды U :

$$U_{\max} = A(1 + m), \quad U_{\min} = A(1 - m) \quad (4)$$

Отсюда найдем коэффициент модуляции или глубину модуляции m :

$$m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}, \quad 0 \leq m \leq 1. \quad (5)$$

Случаи $m > 1$ называются перемодуляцией.

Учитывая формулу

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} (\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)) \quad (6)$$

из формулы (3) установим, что модулированные колебания состоит из колебаний с частотами

ω_0 , $\omega_0 - \Omega$, $\omega_0 + \Omega$ и с соответствующими фазами φ_0 , $\varphi_0 - \Phi_0$, $\varphi_0 + \Phi_0$.

Частоты $\omega_0 - \Omega$, $\omega_0 + \Omega$ называются боковыми частотами.

Средняя мощность модулированного радиосигнала определяется как

$$\langle P \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} U^2(t) dt = \frac{A^2}{2} + \frac{A^2 m^2}{4} \quad (7)$$

Коэффициент полезного действия амплитудной модуляции определяется как отношение мощности боковых частот к общей средней мощности сигнала:

$$\eta = \frac{A^2 m^2}{4A^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{m^2}{4} \right)} = \frac{m^2}{m^2 + 2} \quad (8)$$

Максимальное значение η составляет только 33%. Поэтому сфера применения амплитудной модуляции стала довольно узкой – для радиовещания на сравнительно низких частотах и для передачи изображения в телевизионном вещании. Для увеличения η используются различные методы, в том числе уравнение боковых полос частот.

Спектр сигнала после первичной модуляции является низкочастотным, поэтому в цифровой радиосвязи производится повторная модуляция: модулированными видеоимпульсами модулируется колебание высокой частоты. Передающее устройство излучает последовательность модулированных радиоимпульсов. Способ модуляции, когда параметры несущего колебания меняются скачкообразно (прямоугольные импульсы), называются манипуляцией.

Темы самостоятельных работ

1. Разновидности амплитудной модуляции (с подавленной несущей, однополосная модуляция).

2. Спектр сигнала с гармонической угловой модуляцией.
3. Способы разделения фазовой и частотной модуляций.

4. Литература [1. Томаси У. Электронные системы связи. М.:Техносфера, 2007.-1360с.
 2. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов, Питер: СПб, 2002, 608с.
 3. Иванов М.Т. и др. Теоретические основы радиотехники. М.:Высш.шк., 2008, 306с.]