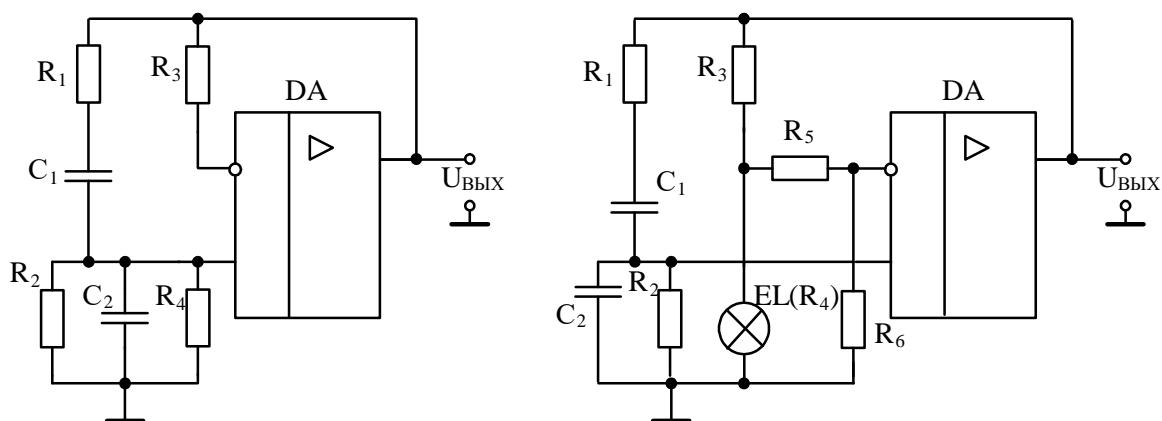


Расчет генератора гармонических колебаний для питания индуктивного датчика перемещения LVDT

К генератору для питания индуктивного датчика перемещения LVDT (см. табл. 3.6) предъявляются следующие требования:

- форма выходного напряжения
синусоидальная;
- действующее значение напряжения, В
2,5;
- нестабильность амплитуды,
 10^{-3} ;
- частота колебаний, кГц
5;
- относительная нестабильность
 10^{-3} ;
- выходной ток, мА не более
100;
- выходная мощность, Вт не более
0,25.

Поскольку ГГС необходим для питания датчика, а он в свою очередь рассчитан на напряжение именно синусоидальной формы выбираем напряжение синусоидальной формы 2,5 В. Диапазон напряжения питания от 0,5 В до 7 В. Диапазон частот питающего напряжения от 2 кГц до 10 кГц. Если требуется получить синусоидальное переменное напряжение низких или средних частот, то удобнее всего применить один из вариантов RC - генераторов на базе операционных усилителей постоянного тока (ОУПТ) (см. рис. 3.9) [15, 16].



а)

б)

Рисунок 3.9 – RC-генераторы на базе ОУПТ

Схема на рисунке 3.9, а соответствует обычно применяемому генератору с нулевой фазосдвигающей цепочкой. При $R_3/R_4 > R_1/R_2 + C_2/C_1$ в устройстве

возникают автоколебания, частота которых определяется по формуле [19, 20]:

$$f = \frac{1}{\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}.$$

Обычно используют в частотно-зависимой цепи равные сопротивления и емкости $R_1=R_2=R$, $C_1=C_2=C$, а частота автоколебаний определяется по соотношению $f_0=1/(R \cdot C)$, причем автоколебания возникают при условии, если коэффициент усиления усилителя, построенного на базе ОУПТ и резисторов R_3 и R_4 , больше трех.

Установившиеся автоколебания в замкнутой цепи возможны только при условии точного равенства единице коэффициента петлевого усиления на частоте f_0 . Но для возникновения автоколебаний необходимо, чтобы сначала коэффициент петлевого усиления был больше единицы. После возникновения автоколебаний их амплитуда стабилизируется, наконец, на таком уровне, при котором за счет нелинейного элемента в петле коэффициент усиления снижается до единицы. Если не принимать специальных мер, то упомянутая нелинейность проявляется в амплитудной характеристике ОУПТ; в этом случае форма автоколебаний может заметно отличаться от синусоиды. Для получения гармонических колебаний с малыми искажениями используют инерционно-нелинейные цепи отрицательной обратной связи ОУПТ. Необходимый характер нелинейности обеспечивается тогда, когда с ростом амплитуды сигнала уменьшается сопротивление R_3 или увеличивается сопротивление R_4 (см. рис. 3.9, б). Поэтому вместо R_3 можно включить миниатюрный полупроводниковый терморезистор или вместо R_4 металлический терморезистор (например, миниатюрную лампочку накаливания). Малые размеры терморезистора в данном случае нужны для того, чтобы обеспечить его разогрев относительно маломощным сигналом.

Поскольку при использовании моста Вина с $R_1 = R_2$ и $C_1 = C_2$ на резисторе R_3 (см. рис. 3.9, а) напряжение падает в два раза больше, чем на

резисторе R_4 , то схема, приведенная на рисунке 3.9, а удобная для использования вместо R_3 полупроводникового терморезистора в этом случае значительная часть выходной мощности ОУПТ тратиться на разогрев терморезистора. Для того, чтобы при использовании лампочки накаливания также обеспечить рассеяния на ней большей части выходной мощности ОУПТ, можно сделать цепь отрицательной обратной связи двухступенчатой. Именно так построена цепь ООС в схеме, приведенной на рис. 3.9, б, где лампочка EL выполняет роль резистора R_4 , входит в делитель ООС (R_3, R_4). Если принять $R_5 = R_6 > R_4$, то коэффициент передачи цепи ООС.

$$\beta_0 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_5}{R_5 + R_6} = \frac{1}{3},$$

будет обеспечиваться при $R_1 = 2 R_2$. Вместе с Г-образной частотно-зависимой RC-цепью, характерной для моста Вина, в RC-генераторах могут использоваться примерно такие же по основным характеристикам двойные Г-образные RC-цепи. Именно такая цепь и использована в генераторе, который приведен на рис. 3.9, б. Другая разновидность двойной Г-образной цепи может быть получено, если в схеме (см. рис 3.9, б) взаимно поменять местами резисторы и конденсаторы R_1, R_2 и C_1, C_2 .

При построении генераторов с частотно-зависимыми цепями, обеспечивающими на частоте автоколебаний фазовый сдвиг, равный 0, удобно использовать потенциально токовые разновидности избирательных цепей. Такие цепи предназначены для работы совместно с усилителями, которые имеют малое входное и малое выходное сопротивление. Применение инерционных температурно-зависимых элементов в схемах генераторов приводит к зависимости амплитуды колебаний от температуры окружающей среды, не позволяет использовать генератор в измерительном канале без применения дополнительного устройства на выходе генератора для стабилизации амплитуды колебаний, что приводит к усложнению схемы. Для обеспечения стабильности колебаний необходимо использовать в обратной связи как регулирующий элемент полевой транзистор, как показано на рисунке 3.10, при этом достаточно использовать простую схему на мосте Вина, что обеспечивает

высокую

стабильность

колебаний и низкий уровень нелинейных искажений.

Построим математическую модель генератора для проверки условия возбуждения и стабилизации амплитуды колебаний. Учитывая, что мост Вина является частотно-зависимым делителем напряжения, то можно записать уравнение, связывающее напряжения на неинвертирующем входе и выходе ОУ.

$$U_{20} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{R_2} + p \cdot C_1}}{\frac{1}{\frac{1}{R_2} + p \cdot C_1} + R_3 + \frac{1}{p \cdot C_2}} \cdot U_{30}$$

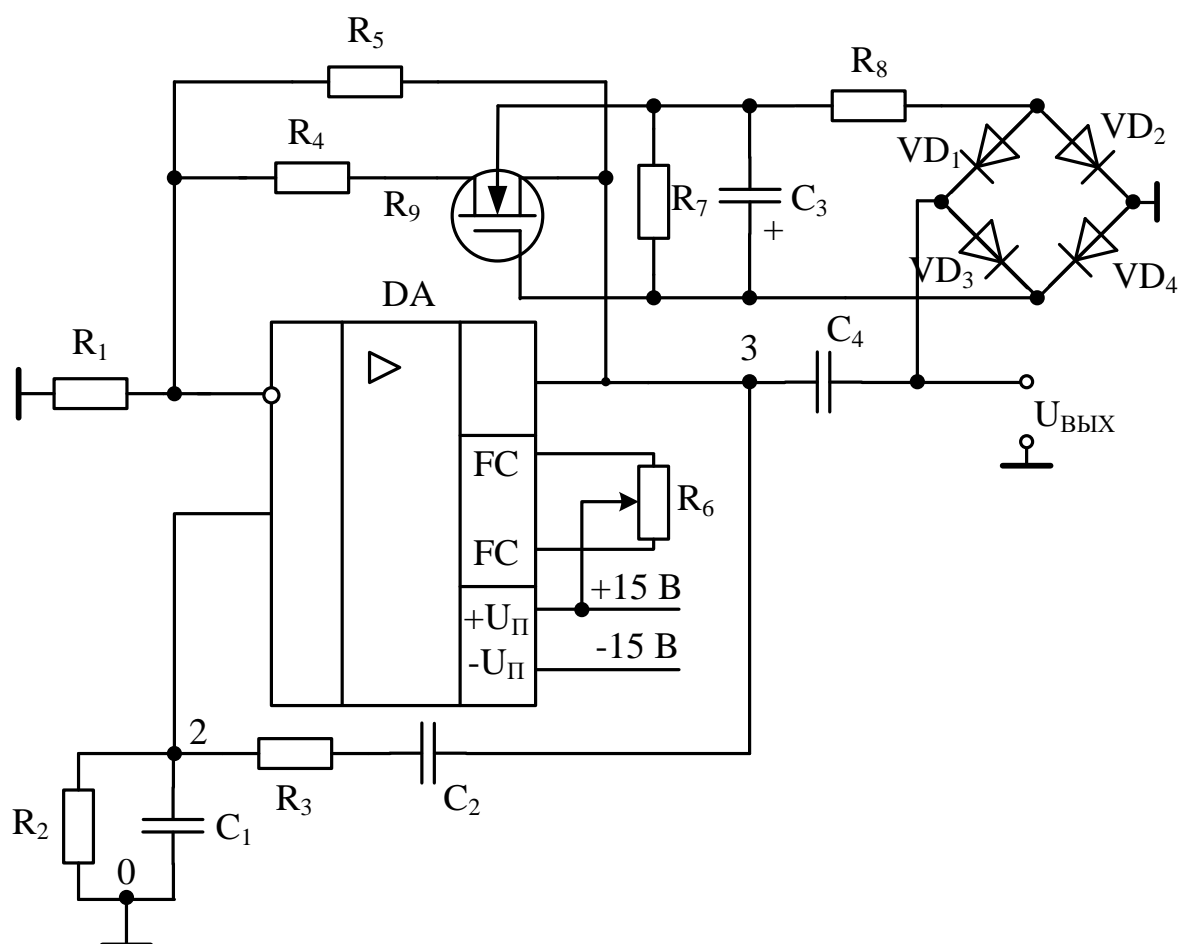


Рисунок 3.10 – Принципиальная схема ГГС

Для моста Вина обычно выбирают элементы попарно равны между собой, что приводит к упрощению расчетов и увеличению стабильности схемы

[21]:

$$R = R_2 = R_3 \quad \text{и} \quad C = C_1 = C_2,$$

тогда

$$U_{20} = \frac{p \cdot C \cdot R}{p^2 \cdot C^2 \cdot R^2 + 3 \cdot p \cdot C \cdot R + 1} \cdot U_{30}.$$

По методу узловых потенциалов и используя условие идеальности ОУПТ, получаем уравнение [21]:

$$\left[\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{OC}} \right) \cdot \frac{p \cdot C \cdot R}{p^2 \cdot C^2 \cdot R^2 + 3 \cdot p \cdot C \cdot R + 1} - \frac{1}{R_1} \right] \cdot U_{30} = \frac{U_{BX}}{R_{OC}},$$

где R_{OC} – сопротивление цепи в обратной связи с полевым транзистором, а U_{BX} – входное напряжение необходимо для возбуждения генератора (шумы схемы).

Таким образом, изменение напряжения на выходе генератора будет описываться следующей формулой [21]:

$$U_{30} = \frac{-R_1}{R_{OC}} \cdot \frac{p^2 \cdot C^2 \cdot R^2 + 3 \cdot p \cdot C \cdot R + 1}{p^2 \cdot C^2 \cdot R^2 + \left(2 - \frac{R_1}{R_{OC}} \right) \cdot p \cdot C \cdot R + 1} \cdot U_{BX}.$$

Для обеспечения генерации с постоянной амплитудой необходимо, чтобы коэффициент при p в знаменателе равен нулю и, следовательно:

$$R_1 = 2 \cdot R_{OC}.$$

Если выделить в знаменателе полный квадрат, то получим:

$$U_{30} = \frac{-R_1}{R_{OC}} \cdot \frac{p^2 \cdot C^2 \cdot R^2 + 3 \cdot p \cdot C \cdot R + 1}{\left[p - \left(1 - \frac{R_1}{2 \cdot R_{OC}} \right) \cdot \frac{1}{C \cdot R} \right]^2 + \frac{1 - \left(1 - \frac{R_1}{2 \cdot R_{OC}} \right)}{C^2 \cdot R^2}} \cdot U_{BX}.$$

Этот соотношение соответствует переходному процессу

$$u_{30}(t) = A \cdot e^{-\left[\left(1 - \frac{R_1}{2 \cdot R_{OC}} \right) \cdot \frac{t}{C \cdot R} \right]} \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi),$$

где $\omega = \frac{\sqrt{1 - \left(1 - \frac{R_1}{2 \cdot R_{OC}} \right)}}{C \cdot R}.$

При выполнении условия баланса амплитуд $R_1 = 2 \cdot R_{OC}$. частота равна:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R}.$$

Сопротивление выбираем из условия согласования по входу и выходу операционного усилителя $R_{BXOV} > R > R_{ВЫХОВ}$, или в соответствии со справочником $1 \text{ МОм} > R > 2 \text{ кОм}$. На основании приведенных условий, выбираем $R = 10 \text{ кОм}$. Тогда емкость конденсатора будет равна:

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 3,18 \text{ нФ}.$$

Приводим параметр конденсатора к стандартному ряду $C = 3,3 \text{ нФ}$.

Вольтамперные характеристики полевого транзистора КП305Д приведены на рис. 3.11.

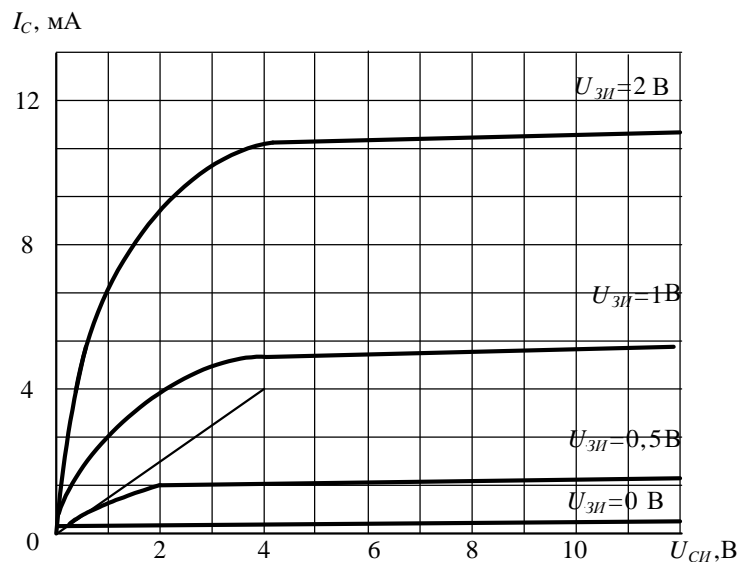


Рисунок 3.11 – Вольтамперные характеристики ПТ типа КП 305Д

На ВАХ выбран линейный участок, на котором наклон характеристики постоянный, это начальный участок характеристики при $U_{OБP0} = 0,5 \text{ В}$, по аппроксимирующей прямой найдем сопротивление канала транзистора при данной входном напряжении.

$$I_{C0} = 1 \text{ мА}; \quad U_{CM0} = 1 \text{ В};$$

$$R_0 = \frac{U_{CM0}}{I_{C0}} = \frac{1}{1 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ кОм.}$$

Резистора R_4 является ограничивающим, поэтому выбираем его номинал 20 % от сопротивления канала:

$$R_4 = 0,2 \cdot R_0 = 0,2 \cdot 1 \cdot 10^3 = 200 \text{ Ом.}$$

Рассеиваемая мощность на резисторе R_4 :

$$P_{R4} = \frac{(U_r)^2}{R_4} = \frac{2^2}{200} = 0,02 \text{ Вт.}$$

Выбираем резистор R_4 типа С2–29В–0,125–200 Ом±5 % [18].

Резистор R_5 является ограничивающим в режиме закрытого канала.

Выбираем его номинал из условия, что R_{oc} буде 80 % от суммы $R_0 + R_4$:

$$R_5 = 4 \cdot (R_0 + R_4) = 4 \cdot (1 \cdot 10^3 + 200) = 4,8 \text{ кОм.}$$

Рассеиваемая мощность на резисторе R_5 :

$$P_{R5} = \frac{(U_r)^2}{R_5} = \frac{2^2}{4,8 \cdot 10^3} = 0,83 \text{ мВт.}$$

Выбираем резистор R_5 типа С2–29В–0,125–4,8 кОм±5% [18].

$$R_{зgp} = \frac{1}{\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_4 + R_0}} = \frac{1}{\frac{1}{4800} + \frac{1}{200 + 1000}} = 960 \text{ Ом.}$$

Из приведенного ранее соотношение найдем номинал сопротивления R_1

:

$$R_1 = 2 \cdot R_{oc} = 2 \cdot 960 = 1920 \text{ Ом.}$$

Рассеиваемая мощность на резисторе R_1 :

$$P_{R1} = \frac{(U_r)^2}{R_1} = \frac{2^2}{1,8 \cdot 10^3} = 2,22 \text{ мВт.}$$

Выбираем резистор R_1 типа С2–29В–0,125–1,8 кОм±5 % [18].

Поскольку линейный участок на ВАХ находится в диапазоне от 0 до 1 В на контактах сток-исток, то зададим величиной выходного напряжения на выходе генератора 2,5 В. Рассеиваемая мощность на сопротивлениях $R_2 = R_3$:

$$P_{R2} = P_{R3} = \frac{(U_r)^2}{R_1} = \frac{2,5^2}{10 \cdot 10^3} = 0,625 \text{ мкВт.}$$

Выбираем резисторы $R_2 = R_3$ типа С2–29В–0,125–10 кОм±5% [18].

Тогда делитель напряжения R_8, R_7 должен обеспечивать напряжение на входе транзистора $U_{ОБР0} = 0,5 В$, тогда:

$$U_{ОБР0} = \frac{R_7}{R_7 + R_8} \cdot (U_{Г} \cdot \sqrt{2} - 2 \cdot U_{ПР}),$$

где $U_{ПР} = 0,6 В$ – напряжение отсечки на диодах моста $VD_1 - VD_4$.

С другой стороны время заряда конденсатора C_3 должен быть гораздо больше период колебаний.

$$C_3 \cdot R_7 \gg T = \frac{1}{f};$$

$$C_3 \cdot R_7 \cdot f \gg 1; \quad 10 \cdot C_3 \cdot R_7 \cdot f = 1;$$

Выбираем $C_3 = 10$ мкФ, тогда R_7 :

$$R_7 = \frac{5}{f \cdot C_3} = \frac{10}{5 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = 200 \text{ Ом.}$$

$$R_8 = R_7 \cdot \frac{U_{Г} \cdot \sqrt{2} - 2 \cdot U_{ПР} - U_{ОБР0}}{U_{ОБР0}} = 200 \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{2} - 2 \cdot 0,6 - 0,5}{0,5} = 451,4 \text{ Ом.}$$

Рассеиваемая мощность на резисторах R_7, R_8 :

$$P_{R7} + P_{R8} = \frac{(U_{Г})^2}{R_7 + R_8} = \frac{2,5^2}{200 + 430} = 9,9 \text{ мВт.}$$

Выбираем резистор R_7 типа С2–29В–0,125–200 Ом±5% [18];

R_8 типа С2–29В–0,125–430 Ом±5% [18].