

НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРНОГО ИМПУЛЬСНОГО УСИЛИТЕЛЯ С ИНДУКТИВНОЙ НАГРУЗКОЙ В ОБЛАСТИ МАЛЫХ ВРЕМЕН

М. Г. ТОХМАХЯН

Рассматриваются некоторые особенности переходных характеристик импульсного транзисторного усилителя с низкоомной индуктивной нагрузкой в области времен, соизмеримых с τ_p .

Полученные результаты позволяют при заданных значениях параметров нагрузки выбрать тип и схему включения транзистора для обеспечения минимального времени установления тока в индуктивной ветви эквивалентного контура.

Для простейшего транзисторного каскада с индуктивной нагрузкой, схема которого представлена на рис. 1а, переходную характеристику нарастания коллекторного тока можно получить для малых входных сигналов, меньших определенного порогового значения $U_{вх\text{ пор}}$, при которых усилительный каскад сохраняет линейные свойства и с определенной точностью описывается линейным дифференциальным уравнением. При входных сигналах отпирающей полярности, больших порогового значения $U_{вх} > U_{вх\text{ пор}}$, усилительный каскад с индуктивной нагрузкой является принципиально нелинейным устройством; причиной тому — э. д. с. самоиндукции, которая приводит к насыщению транзистора при выполнении условия

$$L_n \frac{dJ_L}{dt} \geq E_k - U_{\text{нас}}, \quad (1)$$

где J_L — ток через индуктивную ветвь эквивалентного контура,

E_k — напряжение питания каскада,

$U_{\text{нас}}$ — напряжение насыщения транзистора.

При насыщении транзистора нарастание тока в индуктивной нагрузке носит сильно аperiodический характер, вследствие чего подобные усилители имеют весьма низкое быстродействие.

Для широкого класса радиоэлектронных устройств (знакогенерирующие трубки с магнитным отклонением, устройства радиоавтоматики с магнитным управлением) быстродействие является существенно важным техническим показателем. Очевидно, что для повышения быстродействия описываемых усилителей необходимо предотвратить насыщение транзисторного каскада, сохраняя тем самым критический или близкий к критическому колебательный режим нарастания тока через индуктивную нагрузку. Колебательный режим установления тока является допустимым, если амплитуда колебательной составляющей не превышает заранее заданную точность или уровень установления тока. Этот режим при вышеуказанном условии обеспечивает минимальное время нарастания тока.

Насыщение транзисторного каскада при определенных условиях можно предотвратить, включив последовательно с индуктивной нагрузкой управляемый источник напряжения, поддерживая тем самым на коллекторе транзистора напряжение, необходимое для работы его в активном режиме. Таким образом, оказывается возможным сохранить режим генератора тока транзистора по отношению к нагрузке и воспользоваться упрощенной эквивалентной T -образной схемой, представленной на рис. 16. Она получена на основе полной эквивалентной схе-

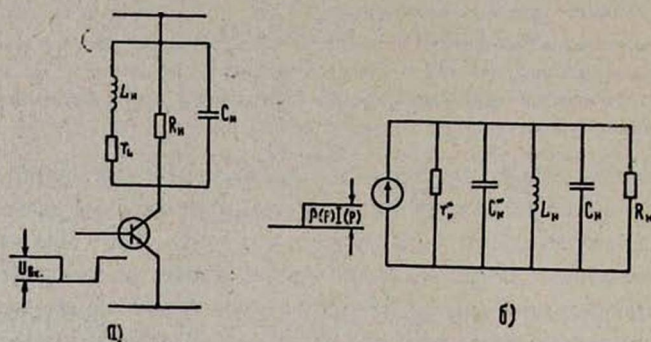


Рис. 1.

мы [1], если принять в последней $r_s = 0$, $r_L = 0$, $\mu_{sk} = 0$. Для выходных каскадов, реализованных на транзисторах средней и большой мощности и работающих при сравнительно больших токах, эти допущения не существенны и не приводят к заметным погрешностям. На схеме рис. 16 приняты следующие обозначения:

L_n — индуктивность нагрузки,

C_n — емкостная составляющая нагрузки,

R_n — шунтирующее сопротивление для получения расчетного колебательного режима установления тока,

$$C_k^*(p) = C_k [1 + \beta(p)] \approx \frac{C_k \beta}{1 + p\tau_\beta} \text{ — емкость коллекторного перехода,}$$

$$r_k^*(p) = \frac{r_k}{1 + \beta(p)} \approx \frac{r_k (1 + p\tau_\beta)}{\beta} \text{ — дифференциальное сопротивление коллектора,}$$

$$\beta(p) = \frac{\beta}{1 + p\tau_\beta} \text{ — коэффициент передачи тока базы,}$$

τ_β — постоянная времени коэффициента передачи тока базы.

Анализу работы транзисторного каскада с индуктивной реакцией посвящены работы ряда авторов [2, 3], в которых рассмотрены переходные характеристики каскада в колебательном, критическом и апериодическом режимах. В частности, в [1] подробно рассмотрены переходные характеристики, описываемые операторными выражениями

второго порядка. Особенности работы транзисторного каскада на значительную индуктивную нагрузку и, в частности, на отклоняющую систему ЭЛТ, для которой уровнем установления принято считать $1 \pm 0,005$, не позволяют воспользоваться результатами, приведенными в [1].

Целью настоящей работы является, во-первых, выявление такого режима эквивалентного контура для заданной нагрузки, при котором минимальное время нарастания тока в индуктивной ветви с заданной точностью сочетается с возможно меньшим значением выброса напряжения на контуре, и, во-вторых, оценка значений параметров индуктивной нагрузки, при которых постоянная времени коэффициента передачи тока базы — τ_β существенно не сказывается на переходных характеристиках тока и напряжения. Операторное выражение третьего порядка, описывающее эквивалентную схему на рис. 16, можно упростить, представив переходные характеристики тока и напряжения операторными выражениями второго порядка, в соответствии с методикой нахождения приближенного решения, изложенной в [4]. Для исследуемого класса усилителей подобная аппроксимация представляется полезной, поскольку в рассматриваемых вопросах точная форма переходных характеристик не имеет первостепенного значения. В дальнейшем будем пользоваться приближенными операторными выражениями для напряжения и тока, которые записываются в следующей форме:

$$U_k(p) = \frac{D}{p^2 Az + pBg + 1}, \quad (2)$$

$$i_L(p) = \frac{1}{p(p^2 Az + pBg + 1)}, \quad (3)$$

где

$$D = L_n, \quad A = L_n C_s, \quad B = \frac{L_n}{R_s} = \tau_L,$$

$$R_s = \frac{r_k}{\beta} \parallel R_n, \quad C_s = C_k \beta + C_n,$$

$$z = \frac{\tau_\beta}{\tau_L} m \frac{\gamma}{\gamma + 1} + 1, \quad g = \frac{\tau_\beta}{\tau_L} + 1,$$

$$m = \frac{L_n}{R_s^2 C_s} - \text{коэффициент, определяющий режим контура,}$$

$$\gamma = \frac{r_k}{\beta R_n} - \text{коэффициент токораспределения,}$$

$$\rho = \sqrt{\frac{L_n}{C_s}} - \text{волновое сопротивление.}$$

Нормированные оригиналы, соответствующие выражениям (2) и (3), записываются в следующей форме:

$$U(T) = \frac{2}{\sqrt{4z - g^2 m}} e^{-\frac{g}{z} \frac{\sqrt{m}}{2} T} \cdot \sin \frac{\sqrt{4z - g^2 m}}{2z} T, \quad (4)$$

$$J_L(T) = 1 - e^{-\frac{g}{z} \frac{\sqrt{m}}{2} T} \left[\cos \frac{\sqrt{4z - g^2 m}}{2z} T + \right. \\ \left. + g \frac{\sqrt{m}}{\sqrt{4z - g^2 m}} \sin \frac{\sqrt{4z - g^2 m}}{2z} T \right], \quad (5)$$

где

$$U(T) = \frac{U_k(T)}{\beta_p} - \text{нормированное значение напряжения на контуре,}$$

$$J_L(T) = \frac{i_L(T)}{\beta} - \text{нормированное значение тока через индуктивную ветвь,}$$

$$T = \frac{t}{\sqrt{L_n C_s}} - \text{нормированное время.}$$

Из выражений (4) и (5) легко заметить, что условие возникновения колебательного режима заключается в выполнении неравенства

$$4z > g^2 m. \quad (6)$$

Как показывают расчеты, при возбуждении контура идеальным скачком тока минимальное время установления тока в индуктивной ветви с точностью $\Delta = \pm 0,5\%$ получается при значениях $m = 2,0 \div 3,0$ (рис. 5). При меньших значениях m увеличивается амплитуда колебательной составляющей, что не всегда допустимо. Выбранная точность установления в большинстве случаев является вполне допустимой, в частности, для ЭЛТ типа харатрон. В случаях, когда точность установления $\Delta > 0,5\%$, время установления можно сократить, выбрав режим контура со значениями $1,0 < m < 2,0$.

На рис. 2 и 3 приведены семейства кривых $U_m = f\left(\frac{\tau_p}{\tau_L}\right)_{\gamma=\text{const}}$ и $T_{\text{уст}} = f\left(\frac{\tau_p}{\tau_L}\right)_{\gamma=\text{const}}$, построенных на основе выражений (4) и (5) при

$m = 3,0$ и для ряда значений $\gamma = \frac{r_k}{\beta R_n}$. По этим графикам может быть

легко оценена степень влияния τ_p на величину максимального значения выброса напряжения U_m и на время установления тока в индуктивной ветви $T_{\text{уст}}$ при заданной нагрузке. Переходные характеристики для напряжения и для тока в индуктивной ветви легко можно получить и для схемы с общей базой. Для этого на эквивалентной схеме (рис. 16) следует сделать соответствующие изменения, а именно, заменить

$$C_k(p) = \frac{C_k \beta}{1 + p \tau_p} \quad \text{на} \quad C_k(p) = \frac{C_k}{1 + p \tau_a} \approx C_k, \quad (7)$$

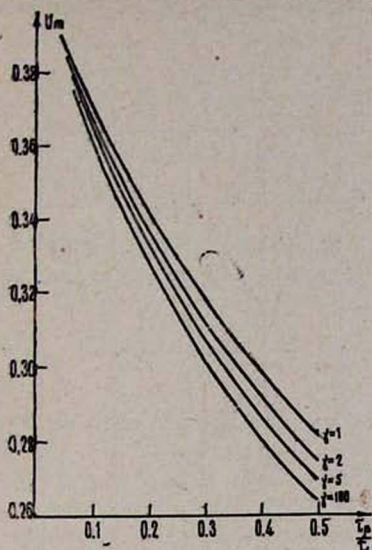


Рис. 2.

Рис. 2. Зависимость максимального нормированного значения напряжения на контуре U_m от отношения $\frac{\tau_\beta}{\tau_L}$ для ряда значений γ .

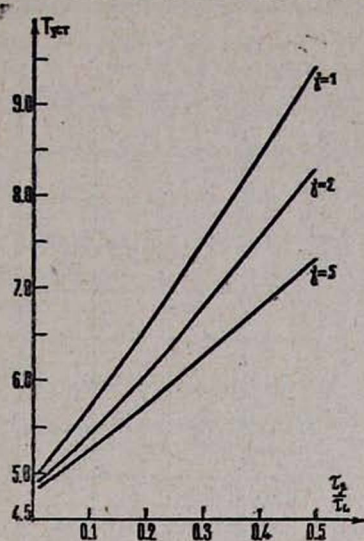


Рис. 3.

Рис. 3. Зависимость времени установления тока $T_{уст}$ от отношения $\frac{\tau_\beta}{\tau_L}$ для ряда значений γ .

$$r_k^*(p) = \frac{r_k}{\beta(1 + p\tau_\beta)} \quad \text{на} \quad r_k(p) = r_k(1 + p\tau_\alpha) \approx r_k, \quad (8)$$

$$\beta(p)I(p) = \frac{\beta}{1 + p\tau_\beta}I(p) \quad \text{на} \quad \alpha(p)I(p) = \frac{\alpha}{1 + p\tau_\alpha}I(p) \approx \alpha I(p). \quad (9)$$

Приближения, принятые в (7), (8) и (9), из-за малости отношения $\frac{\tau_\alpha}{\tau_L}$ для реальных индуктивных нагрузок не приводят к заметным погрешностям. Действительно, из рис. 2, 3 нетрудно заметить, что при отношениях $\frac{\tau_\beta}{\tau_L} < 0,005$ U_m и $T_{уст}$ отличаются не более, чем на 5—10% от соответствующих величин при возбуждении контура идеальным скачком тока $\frac{\tau_\beta}{\tau_L} \approx 0$. На рис. 4 и 5 приведены графики функций $U_m = f(m)$ и $T_{уст} = f(m)$, представляющих собой зависимости максимального значения напряжения на контуре и времени установления тока в индуктивной ветви контура от параметра m . Полученные результаты позволяют заключить следующее.

1. Минимальное время установления тока в индуктивной ветви контура при относительной величине колебательной составляющей $\pm 0,5\%$ реализуется при значениях $m = 2 + 3$ (рис. 5).

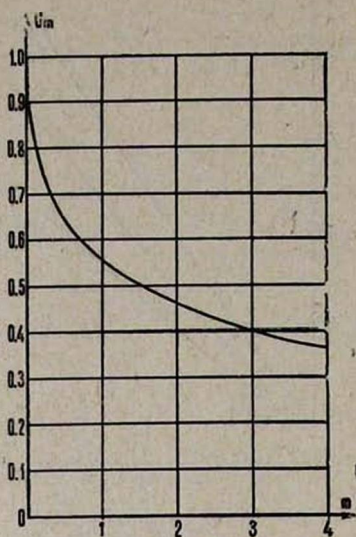


Рис. 4.

Рис. 4. Зависимость максимального нормированного значения напряжения на контуре U_m от m при возбуждении контура идеальным скачком тока.

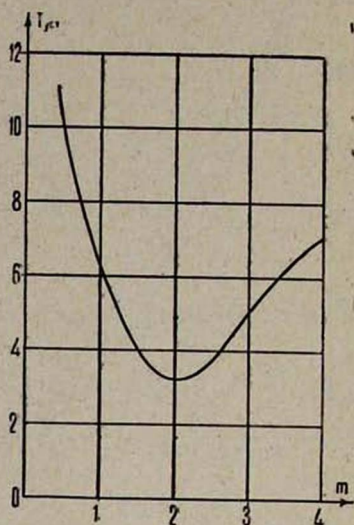


Рис. 5.

Рис. 5. Зависимость времени установления тока $T_{уст}$ от m при возбуждении контура идеальным скачком тока.

2. При значениях $\frac{\tau_R}{\tau_L} < 0,02$ величина коэффициента γ существенно не сказывается на U_m и $T_{уст}$, что говорит о равнозначности схем включения ОЭ или ОБ (рис. 2, 3).

3. При включении по схеме с ОЭ мощных низкочастотных транзисторов с отношением $\frac{\tau_R}{\tau_L} = 0,5 \div 0,25$ целесообразно сохранить большое значение γ , поскольку при этом увеличение напряжения на контуре на $3 \div 5\%$ сопровождается заметным уменьшением времени нарастания тока в индуктивной ветви, составляющим $20 \div 30\%$ (рис. 2, 3).

4. В режиме больших токов предпочтение следует отдать схеме включения с ОБ, для которой легче реализовать расчетный колебательный режим.

Институт радиофизики и электроники
АН АрмССР

Поступила 5.VI.1972

ЛИТЕРАТУРА

1. Т. М. Агаханян. Линейные импульсные усилители, Связь, 1970.
2. Ю. А. Волков. Анализ транзисторного усилительного каскада с индуктивной коррекцией. Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова, Советское радио, вып. 10, 1963.

3. Ю. А. Волков, В. А. Королев. Параллельная и последовательная индуктивная коррекция в транзисторных каскадах. Теория и расчет импульсных и усилительных схем на полупроводниковых приборах. Под ред. Т. М. Агаханяна, Атомиздат, вып. 1, 1969.
4. Я. С. Ицхоки. Приближенный метод анализа переходных процессов в сложных линейных цепях, Советское радио, 1969.

ԻՆԴՈՒԿՏԻՎ ԲԵՌՈՎ ՏՐԱՆԶԻՍՏՈՐԱՅԻՆ ԻՄՊՈՒԼՍԱՅԻՆ ՈՒԺԵՂԱՑՈՒՑԻՉԻ ԱՇԽԱՏԱՆՔԻ ՈՐՈՇ ԱՌԱՆՁՆԱՀԱՏԿՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԸ ԿԱՐՃ ԺԱՄԱՆԱԿՆԵՐԻ ՏԻՐՈՒՅԹՈՒՄ

Մ. Գ. ԹՈԽՄԱԽՅԱՆ

Դիտարկվում են ջածրածն ինդուկտիվ բեռով իմպուլսային տրանզիստորային-ուժեղացուցիչի անցումային բնութագրերը τ_p -ի նկատմամբ համաչափելի ժամանակների տիրույթում:

Ստացված անալիտիկ արտահայտությունները և գրաֆիկները թույլ են տալիս բերի տըրված պարամետրերի համար ընտրել տրանզիստորի տիպը և միացման սխեման, համարժեք կոնտուրի ինդուկտիվ ճյուղում հոսանքի հաստատման մինիմալ ժամանակամիջոցը ապահովելու համար:

PECULIARITIES OF THE LAGGING LOADED TRANSISTOR PULSE AMPLIFIER IN SMALL TIME INTERVAL

M. L. TOKHMAKHIAN

The pulse transistor amplifier with low-resistance lagging-load transition characteristics are considered in the time region comparable with the carrier lifetime τ_p .

Using the obtained analytical expressions and diagrams, it is possible to choose the transistor type and its connection circuit to secure the minimal current erection time in the equivalent circuit inductive branch.