

КОГНИТИВНАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

© 1999 Б.А. Соломин

Ульяновское отделение Института радиотехники и электроники РАН

Автором с гносеологических позиций предлагается стратегическая модель творческой деятельности исследователя (проектировщика) с использованием системной интерпретации.

Любой исследователь (инженер, ученый, обозначим его как  $Y$ ) в процессе своего поведения взаимодействует с окружающей его внешней средой. Это взаимодействие может быть как внешне пассивным (восприятие, наблюдение, описание среды), так и внешне активным (организация, изменение среды). Однако, любое взаимодействие  $Y$  и среды обладает свойством делимости (сепарабельности). Это свойство проявляется в том, что внешняя среда разделяется  $Y$  на отдельные части-элементы, как при восприятии и описании, так и при изменении среды. Например, в первую очередь  $Y$  разделяет среду на интересную и неинтересную в данный момент часть (фиксация внимания). Затем в интересной части  $Y$  выделяет знакомые и незнакомые, существенные и несущественные элементы и т.д. Конкретное содержание выделенных частей (элементов) в данный момент определяется наблюдателем интуитивно или рассудочно на основе онто- и филогенеза, исходя из текущих потребностей взаимодействия. Выделяемые  $Y$  элементы представляют для него определенный интерес в силу своих качественных особенностей - свойств. Ценность для  $Y$  выделяемых элементов можно определить по степени фиксации на них внимания  $Y$ .

Таким образом, можно разделить элементы на существенные (интересные) и несущественные (неинтересные). Эффективное взаимодействие  $Y$  производит только с существенными элементами среды. Среди существенных элементов (частей) среды наибольший интерес представляют части - системы.

Здесь под системами-функторами мы будем понимать элементы среды, удовлетво-

ряющие конъюнктивно следующим условиям взаимодействия с  $Y$ :

а) для данной системы  $F$  существует такой интервал взаимодействия  $T_F$ , в течение которого объем содержания  $F$  относительно  $Y$  не изменяется;

б) объем понятий, используемых  $Y$  для описания  $F$  в интервале  $T_F$ , также не изменяется;

в) существует целевая ориентация  $Y$  относительно  $F$  в интервале  $T_F$ , которая может быть описана множеством целей  $M_C(F)$  для  $Y$  относительно  $F$ ;

г) существуют последовательно-смежные с  $T_F$  интервалы  $T_{F_1}, T_{F_2}, \dots, T_{F_n}$ , внутри которых в процессе реализации целевой установки  $Y$  отношения между  $Y$  и  $F$  изменяются.

Перечисленные ограничения на  $F$  удовлетворяют требованиям определенности, систематичности и целевой направленности описания. Т.е., система - это то, что достаточно долго интересует исследователя и может быть им целенаправленно описано.

Любая система обладает рядом свойств, которые обнаруживаются  $Y$  при взаимодействии с ней.

Свойства - это отношения между системой и наблюдателем (исследователем) или между различными системами. Например, свойствами могут быть положения системы в пространстве и времени, форма, ценность, качество, принадлежность и т.д., все, что обнаруживается и фиксируется  $Y$ .

Любая система для  $Y$  имеет три категории свойств:

- а) определяющие (функциональные),
- б) фазовые (текущие),
- в) несущественные (фоновые).

Определяющими свойствами мы назовем те, которые, собственно, вызвали целевой интерес наблюдателя к системе и позволяют определить ему свое поведение по отношению к ней. Например, определяющими свойствами часов во многих случаях является их способность показывать правильно время и т.д.

Фазовыми свойствами мы называем те, которые определяют существенные для  $Y$  состояния системы, не изменяя ее целевой сущности, (т. е., определяющих свойств).

При изменении фазовых свойств будем считать, что сама система не меняется, а изменяется только ее текущее состояние.

Несущественными свойствами системы мы будем называть те, которые не представляют значительного интереса для наблюдателя в данный момент описания и взаимодействия. Например, для часов может быть несущественным для  $Y$  размер, положение на столе, цвет, форма циферблата, вес, устройство и т.д. Однако, в процессе взаимодействия  $Y$  с системой прежде несущественные свойства могут переходить в фазовые или даже определяющие и, наоборот, фазовые или определяющие свойства системы могут стать несущественными. Особенностью фазовых и определяющих свойств является то, что они должны задаваться для системы явным образом. Несущественным тогда будут все свойства, не входящие в первые две категории, т.е. они задаются неявным образом.

Обозначим множества определяющих и фазовых свойств соответственно через  $M\alpha$  и  $M\beta$ . Тогда  $\alpha_1, \beta_1$  - произвольные элементы этих множеств, т.е. соответствующие свойства, причем  $\alpha_1 \in M\alpha, \beta_1 \in M\beta$ .

Разным системам могут соответствовать разные целевые установки  $M_c$ , разные  $M\alpha$  или (и) разные  $M\beta$ . Совокупность  $M\alpha$  и  $M\beta$  совместно с фиксированной целевой установкой (потребностью)  $Y$  будем называть ядром системы  $F$  и обозначим его как  $(F)$ .

Теперь можно ввести понятие «эволюции» системы  $F$ . Это понятие неоднозначно и может трактоваться, по крайней мере, в трех смыслах:

а) изменение текущего состояния системы  $F$  в процессе ее взаимодействия с  $Y$  или дру-

гими системами (фазовая эволюция или ф-эволюция);

б) изменение системой  $F$  в процессе своего поведения своих определяющих свойств (функциональная эволюция или  $F$  - эволюция);

в) изменение описания системы  $F$  или ее переопределение исследователем  $Y$  ( $\psi$  - эволюция или трансформация системы).

Под ф-эволюцией мы будем понимать описываемую  $Y$  последовательность переходов  $F$  из одних фиксированных состояний в другие. Рассматриваемую  $Y$  в некотором интервале времени  $T_1$  совокупность таких последовательных переходов назовем траекторией поведения системы  $F$  в данном интервале и обозначим ее  $K(T_1)$ .

$$K(T_1) = \beta_1 \rightarrow \beta_2 \rightarrow \dots \beta_j \dots \rightarrow \beta_n.$$

Здесь  $\beta_1$  и  $\beta_n$  - начальный и конечный элементы траектории, а  $\beta_2, \beta_j$  - промежуточные элементы.

ф-эволюция подавляющего большинства систем зависит от окружающей среды, т.е., при изменении внешней среды траектория поведения рассматриваемой системы будет изменяться. Учитывая, что  $Y$  использует систему  $F$  для достижения своих целей, он всегда стремится выделить ту часть внешней среды, которая заметно влияет на ф-эволюцию рассматриваемой системы. Эту часть внешней среды, выделенную и описанную  $Y$ , мы будем называть системой-стимулом и обозначим через  $S(F)$ . Так как  $S(F)$  - система, то она подобно  $F$  будет описываться множеством определяющих свойств  $M\alpha^s$ , множеством фазовых свойств  $M\beta^s$  и, конечно, требует указания ядра  $(F)$ , которым она управляет.

Важнейшим требованием наблюдателя к элементам множества  $M\beta^s$  является однообразие эволюции  $F$  при любом заданном  $\beta_1^s$ , принадлежащем  $M\beta^s$ . Здесь под однообразием понимается повторение некоторой фиксированной совокупности траекторий с фиксированными постоянными вероятностями (вероятностная матрица траекторий).

Матрицу траекторий  $F$  при заданном  $\beta_1^s$  мы будем называть ответом  $F$  на  $\beta_1^s$  и обозначим через  $r_1$ . Если  $Y$  определил некоторым образом  $r_1$  для всех интересующих его эле-

ментов множества  $M\beta^s$ , то будем говорить, что внешнее описание  $F$  для  $Y$  полностью задано.

Множество отображений ( $\beta^s \rightarrow \tau$ ) обозначим через  $R_F$ . Оно выражает полное внешнее описание  $F$  для  $Y$ . Совокупность ( $F$ ) и  $S(F)$  назовем системным полем  $F$  и обозначим через  $[F]$ . То есть,  $[F]$  состоит из ядра системы-функтора и ядра системы-стимула. Систему  $F$ , для которой  $S(F)$  не указана или не может быть указана  $Y$ , назовем «замкнутой» системой, а если  $S(F)$  указана, то мы имеем «открытую» систему  $F$ . Отличие  $S(F)$  от  $F$  заключается в том, что целевая установка для  $S(F)$  является зависимой от целевой установки  $M_C(F)$ .

Если система-функтор имеет систему-стимул, то множество фазовых свойств  $M\beta^F$  должно, в общем случае, расширяться за счет включения в это множество входных воздействий на  $F$  со стороны  $S(F)$ .

Таким образом, множество  $M\beta^F$  можно представить как объединение двух подмножеств  $M\beta_x$  и  $M\beta_y^F$ , т.е.,

$$M\beta^F = M\beta_x^F \cup M\beta_y^F ;$$

где  $M\beta_y^F$  - множество интересующих  $Y$  выходных состояний  $F$ , а  $M\beta_x^F$  - множество входных воздействий на  $F$ , которые должен учитывать  $Y$  для предсказания состояния  $F$ . Причем,  $M\beta_x^F \subset M\beta^s$ .

В процессе взаимодействия с  $[F]$  и его описания  $Y$  может перейти от рассмотрения  $F$  и  $S$  как «связных целых» к рассмотрению их как совокупности отдельных элементов, связанных некоторым образом между собой. Например, если мы рассматриваем в качестве  $F$  радиостанцию, то можем выделить следующие элементы  $F$ : передатчик, приемник, модулятор, антенна, источник питания и т.д. А в системе-стимуле  $S$  мы можем тогда выделить также элементы: Характер и количество сигналов, их уровень, температуру, влажность, давление окружающей среды и т.д.

Особенностью выделяемых элементов является то, что они, в свою очередь, будут

также системами, но входящими в  $F$  или  $S$ . Такие элементы мы будем называть подсистемами  $F$  или  $S$  и обозначать как,  $\delta F$  и  $\delta S$ , соответственно. Если мы производим функциональное описание некоторой подсистемы  $\delta$ , т.е., ищем траекторию ее поведения при фиксированном состоянии внешней среды, то будем говорить о подсистеме-функторе  $\delta F$ . Этой подсистеме будет соответствовать некоторая система-стимул  $S(\delta F)$ , определяемая, как и раньше, той частью внешней среды, от которой зависит эволюция  $\delta F$ .

Зачастую возможно исходную рассматриваемую систему представить как совокупность подсистем-функторов  $\delta F_1, \delta F_2, \dots, \delta F_m$  и соответствующих им систем-стимулов  $S_1, S_2, \dots, S_m$ . Такое представление системы мы будем называть структурным, а совокупность  $(\delta F_1, S_1), (\delta F_2, S_2), \dots, (\delta F_m, S_m)$  назовем фиксированной структурой  $F$  и обозначим ее через  $\{F\}$ . Так как элементы  $(\delta F_1, \dots, \delta F_m)$  определяются  $Y$  для  $F$  относительно произвольно в соответствии с интересами и возможностями исследователя, то и  $\{F\}$  для  $F$  в общем случае неоднозначна и можно говорить о том или ином структурном представлении  $F$ .

Рассмотрим теперь  $\Psi$  - эволюцию системы.

Опыт системного анализа и описания показывает, что изменение описания системы субъектом осуществляется только конечным множеством преобразований (операций) или их композицией.

Эти операции, независимо от их конкретного содержания, обладают рядом важных общих свойств, следующих из генетической теории интеллекта Ж. Пиаже [1].

1. Все операции трансформации сильно связанный комплекс, носителем и пользователем которого является конкретный субъект.

Относительное развитие и совершенство каждой из операций этого комплекса определяется предшествующим развитием субъекта. То есть, операционный комплекс у различных субъектов может существенно различаться по степени своего развития.

2. Субъект может пользоваться своим операционным комплексом интуитивно, т.е., не рефлексируя его. Осознание наличия ком-

плекса и законов его развития ускоряет совершенствование и развитие его.

3. Развитие операционного комплекса в субъекте завершается достижением состояния психологического равновесия, которое характеризуется достижением обратимости и независимости отдельных операций трансформации, способностью этих операций образовывать произвольные композиции.

4. Операции трансформации в состоянии равновесия могут быть алгебраически описаны посредством “группировок” или “полуструктур”.

Рассмотрим основные из этих операций.

1. *Аксеологизация и девальвация системы.*

Пусть  $F$  - произвольная система, с которой может взаимодействовать  $Y$ . Обозначим знаком „О“ отсутствие интереса  $Y$  к данной системе в текущем интервале времени, а знаком „S“ наличие интереса  $Y$  к данной системе в этом же интервале.

Тогда символическая запись:  $O [1] S$  означает проявление интереса  $Y$  к  $F$ . Операцию  $[1]$  будем называть операцией аксеологизации. Обратную ей операцию обозначим как  $[1']$  и будем называть операцией девальвации системы. Она определяет переход  $S [1'] O$ .

Обе операции тавтологичны, т.е.  $S [1] S [1] S...$  и  $O [1'] O [1'] O...$

Эти операции являются консервативными, т.е. используются в процессе любого системного описания.

2. *Отображение системы.*

Пусть мы имеем систему  $A$ . Предположим, что мы можем указать некоторую систему  $B$ , изоморфную  $A$ .

То есть,  $M\alpha(A) \sim M\alpha(B)$ ,  $M\beta(A) \sim M\beta(B)$ ,  $R_A \sim R_B$ .

Систему  $B$ , обладающую таким свойством, назовем транспарант-моделью системы  $A$ . В свою очередь, система  $A$  может рассматриваться как транспарант-модель системы  $B$ . Очевидно, что система  $A$  может служить собственной транспарант-моделью. Символически переход  $Y$  от  $A$  к  $B$  обозначим как  $A [2] B$ .

Операцию  $[2]$  назовем операцией ото-

бражения системы. Обратной операцией к данной является она сама. Отображение системы целесообразно использовать тогда, когда для транспарант-модели легче найти решение проблемы, чем для исходной системы. В качестве транспарант-моделей чаще всего используются описания системы на естественном или проблемно-ориентированных языках, аналитическое описание системы, моделирование системы на аналоговых моделях или на ЭЦВМ.

3. *Расширение и сужение системы*

Пусть мы имеем систему  $A$ , описываемую через  $M\alpha(A)$ ,  $M\beta(A)$ ,  $R_A$ . Если мы теперь в качестве  $M\alpha$  зафиксируем множество  $N\alpha$ , такое, что  $N\alpha \subset M\alpha$  и  $N\alpha \neq \emptyset$ , а множество  $M\beta$  оставим неизменным, то получим новую систему  $B$ , описываемую через  $N\alpha$ ,  $M\beta(A)$ ,  $R_A$ . Систему  $B$  назовем расширением системы  $A$ . Символический переход  $Y$  от  $A$  к  $B$  обозначим как  $A [3] B$ . Операцию  $[3]$  назовем операцией расширения системы. Систему  $A$  назовем сужением системы  $B$ , а переход от  $B$  к  $A$  назовем операцией сужения и обозначим ее как  $[3']$ .

То есть  $A [3] B$ ,  $B [3'] A$ .

То есть, система  $A$  является частным случаем системы  $B$ , а система  $B$  обобщение системы  $A$ . Композицией расширения и отображения любой системы является теория этой системы, причем, чем меньше порядок (мощность) множества  $N\alpha$  по сравнению с  $M\alpha$ , тем более общая теория описывает систему  $A$ . Операция расширения позволяет производить классификацию различных систем и элементов. Используя операцию сужения мы переходим к частному случаю  $A$  теории системы  $B$ . Эта операция целесообразна и выгодна, когда решение проблемы в общем случае невозможно или затруднительно, а рассматриваемый частный случай представляет практический или теоретический интерес. Очень многие процедуры упрощения проблемы основаны на операции сужения.

4. *Унификация и детализация системы.*

Пусть мы имеем систему  $A$ , описываемую через  $M\alpha(A)$ ,  $M\beta(A)$ ,  $R_A$ .

Если теперь в качестве  $M\beta$  для исходной системы  $A$  зафиксируем  $N\beta$ , такое, что  $N\beta \subset M\beta$  и  $N\beta \neq \emptyset$ , а множество  $M\alpha(A)$  оставим

неизменным, то получим новую систему  $B$ , описываемую через  $M\alpha(A)$ ,  $N\beta$ ,  $R_B$ . Причем  $R_B$  будет гомоморфизмом  $R_A$ . Систему  $B$  назовем унификацией системы  $A$ . Символический переход  $Y$  от  $A$  к  $B$  обозначим как  $A$  [4]  $B$ . Операцию [4] назовем операцией унификации системы. Систему  $A$  назовем детализацией системы  $B$ , а переход от  $B$  к  $A$  назовем операцией детализации и обозначим ее как [4']. То есть  $A$  [4]  $B$ ,  $B$  [4']  $A$ . Операцию унификации исследователи используют, когда для упрощения решения системной проблемы снижают требования к подробности описания текущего состояния системы, например, при построении упрощенных моделей и теорий системы. Операция детализации используется в тех случаях, когда хотят повысить точность описания текущего состояния системы. Во многих практически-интересных случаях операция детализации усложняет решение проблем, но дает дополнительную информацию о свойствах системы.

##### 5. Расчленение и интеграция системы.

Очень полезным во многих случаях является преобразование описания структуры системы, т.е. переход в описании системы  $A$  от  $\{A\}_1$ , к  $\{A\}_2$ . Изменение структурного описания системы зачастую облегчает решение системных проблем или повышает эффективность этих решений. Важнейшими операциями, входящими в это преобразование, являются операции расчленения и интеграции системы. Операция расчленения заключается в том, что для ядра ( $A$ ) задается его структура  $\{A\}$ , т.е. сложная проблема или функция разбивается на ряд подпроблем или подфункций с указанием их взаимосвязей. Символически обозначим это преобразование как  $(A)$  [5]  $\{A\}$ . Обратной к данной является операция интеграции, которая заключается в том, что ряд элементов системы с их взаимосвязями рассматривается как единое целое - атомарный функциональный элемент, выполняющий некую новую интегрированную функцию (проблему). Символически обозначим это преобразование так:  $\{A\}$  [5']  $(A)$ .

6. Операции целеотражения и онтоотражения.

Обозначим целевую направленность  $Y$

через  $C$ . Тогда переход  $Y$  от  $M_C$  к конкретной  $F$  назовем операцией «узкого» целеотражения и обозначим эту операцию как [6]. Обратную операцию перехода от  $F$  к  $M_C$  обозначим как [6'] и назовем ее операцией «узкого онтоотражения». Символически эти переходы можно записать

$$M_C [6] F, F [6'] M_C.$$

Операции «узкого» целеотражения и онтоотражения можно рассматривать как частный случай операций «широкого» целеотражения и онтоотражения.

Операция «широкого» целеотражения соответствует переходу  $Y$  от  $M_C$  к множеству систем  $M_F$ , каждая из которых в некоторой степени соответствует целевой направленности субъекта. Обозначим эту операцию как [7]. Обратную операцию перехода от  $M_F$  к  $M_C$  обозначим как [7'] и назовем операцией «широкого» онтоотражения.

Символически этот переход можно записать так:  $M_C [7] M_F$ ;  $M_F [7'] M_C$ .

Операции целеотражения и онтоотражения являются чисто субъективными. Их ценность заключается в том, что они, с одной стороны, позволяют соотнести субъекту цели и имеющиеся в его распоряжении средства, а, с другой стороны, позволяют сравнить пригодность имеющихся средств и описаний с поставленными целями.

##### 7. Целесужение и целерасширение.

Имея  $M_C$ , мы формально можем выразить очень важные субъективные операции преобразования целей. Операцией целесужения мы будем называть переход  $Y$  от  $M_C$  к  $N_C$ , при условии  $N_C \subset M_C$ . Обозначим эту операцию как [8]. Обратную ей операцию перехода  $Y$  от  $N_C$  к  $M_C$  назовем операцией целерасширения и обозначим как [8']. Символически обе операции запишутся так:  $M_C [8] N_C$ ,  $N_C [8'] M_C$ .

Операция целесужения применяется  $Y$  обычно тогда, когда он не может достигнуть целей в объеме  $M_C$  и сокращает их. Операция целерасширения, напротив, используется обычно в тех случаях, когда  $Y$  достиг успеха при решении проблемы объема  $N_C$  и стремится развить успех. Эти операции тесно связаны с трансформациями [3], [3'] и [4], [4'].

Все перечисленные выше операции являются унарными, они осуществляют локальное преобразование различных элементов системы, описываемой  $Y$ . Причем преобразования [1], [1'], [2], [6], [6'], [7], [7'], [8], [8'], являются существенно субъективными, а трансформации [3], [3'], [4], [4'], [5], [5'] могут быть и коллективными, т.е. эффективно транслироваться на коллективном языке.

Более сложные операции преобразования систем: бинарные, тернарные и, в общем случае,  $n$ -арные мы рассматриваем как последовательность уже рассмотренных унарных преобразований.

Отличительной особенностью отдельных элементарных преобразований является их несимметричность, за исключением операции отображения, действие которой может быть описано алгебраически вырожденной полуструктурой.

Но совокупность отдельных элементарных операций может обладать свойством симметричности. Такова, например, операция отождествления систем. Введем понятие операции универсальной трансформации -  $t$ . Под

операцией  $t$  мы будем понимать выполнение любой из операций [2], [3], [3'], [4], [4'], [5], [5'], [6], [6'], [7], [7'].

Пусть  $Y$  имеет две системы  $A$  и  $B$ . Если  $Y$  от рассмотрения систем  $A$  и  $B$  переходит к рассмотрению системы  $C$  при выполнении следующих условий:

$AtA, tA_2...tC, BtB, tB_2...tC$ , то будем говорить, что  $Y$  осуществляет отождествление систем  $A$  и  $B$ . А систему « $C$ » назовем отождествляющей проекцией систем  $A$  и  $B$ .

Операция отождествления, как и операция отображения может быть описана вырожденной полуструктурой. Кстати, эта операция является одной из основных при построении теории конкретных систем или их классификации. Операция отождествления является уже не унарной, а  $n$ -арной операцией, так как она может быть распространена на произвольное количество систем.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Пицже Ж.* Избранные психологические труды.- М.: Просвещение, 1969.

## COGNITIVE MODEL OF SYSTEM CONVERSATIONS

© 1999 B.A. Solomin

Ul'yanovsk Branch of Institute of Radio Engineering and Electronics  
of Russian Academy of Sciences

From gnoseological viewpoints the author proposes a strategic model of researcher (designer) creative activities. The model uses system interpretations.

## ЭЛЕКТРОФЛУКТУАЦИОННЫЙ МЕТОД ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ СТРУКТУР

© 1999 М.Л. Конторович, А.А. Черторийский, А.А. Широков

Ульяновское отделение Института радиотехники и электроники РАН

Обсуждаются задачи, относящиеся к применению параметров и характеристик НЧ шума для оценки качества транзисторных структур. Предложена физическая эквивалентная шумовая схема транзисторной структуры, учитывающая неоднородность токораспределения по площади эмиттерного перехода и влияние распределенных сопротивлений активных областей. Обсуждается возможность использования предложенной схемы для анализа экспериментальных результатов и обоснованного выбора режимов и условий измерения НЧ шума в задачах диагностики транзисторных структур. Результаты теоретического анализа подтверждаются экспериментом.

Возможность применения параметров и характеристик электрических флуктуаций тока (напряжения) со спектром типа  $1/f$ , возникающих в изделиях электронной техники (ИЭТ) для оценки их качества и прогнозирования физической надежности изучается в течение многих лет [1-5]. В литературе этот тип флуктуаций часто называют фликкер-шумом, избыточным шумом, низкочастотным шумом (НЧ шум). В целях краткости будем пользоваться в дальнейшем названием НЧ шум. Интерес к указанному типу флуктуаций обусловлен тем, что уровень НЧ шума и другие его характеристики в сильной степени зависят от концентрации неконтролируемых дефектов, возникающих как на поверхности, так и в объеме ИЭТ (загрязнения, нарушения целостности защитного окисла, микротрещины, дислокации, несовершенство контактов и т.п.), то есть НЧ шум должен обладать высокой информативностью в задачах диагностики ИЭТ. В этом направлении получен ряд положительных результатов. Так можно считать твердо установленным: ИЭТ, уровень шума которых на три - четыре порядка превышает среднестатистическое значение для генеральной совокупности, имеют крайне низкую надежность; изделия, уровень НЧ шума которых растет в процессе испытаний, отказывают на ранней стадии работы изделия [4]. Вместе с тем, хорошо известны случаи, когда ИЭТ, имевшие низкий уровень НЧ шума, отказывали в процессе испытаний

раньше «шумящих»; с другой стороны, отнесенные по уровню НЧ шума к потенциально ненадежным - при испытаниях не отказывали. Причина такого несоответствия, имеющего место при использовании параметров НЧ шума в качестве информативных в задачах диагностики ИЭТ, остается невыясненной до сих пор. В [3] отмечается, что для получения достоверной оценки качества транзисторов по результатам измерения НЧ шума необходимо тщательно обосновывать режим его измерения. Известно, что параметры и характеристики НЧ шума зависят от протекающего через изделие тока, приложенного напряжения, сопротивления источника сигнала (в случае транзисторной структуры) и внутренних физических параметров ИЭТ. Не учет этих факторов может дать любой результат, в том числе и противоположный ожидаемому.

В настоящей работе ставится задача выяснения условий и режимов измерения параметров НЧ шума, при которых обеспечивается наиболее высокая достоверность выявления потенциально ненадежных биполярных транзисторных структур. Анализ проведен методами теории шумящих четырехполосников и физических шумовых эквивалентных схем.

Из теории шумящих четырехполосников известно, что исследуемый транзистор можно представить нешумящим с вынесенными двумя генераторами шумов, между которыми, в общем случае, может быть статистическая

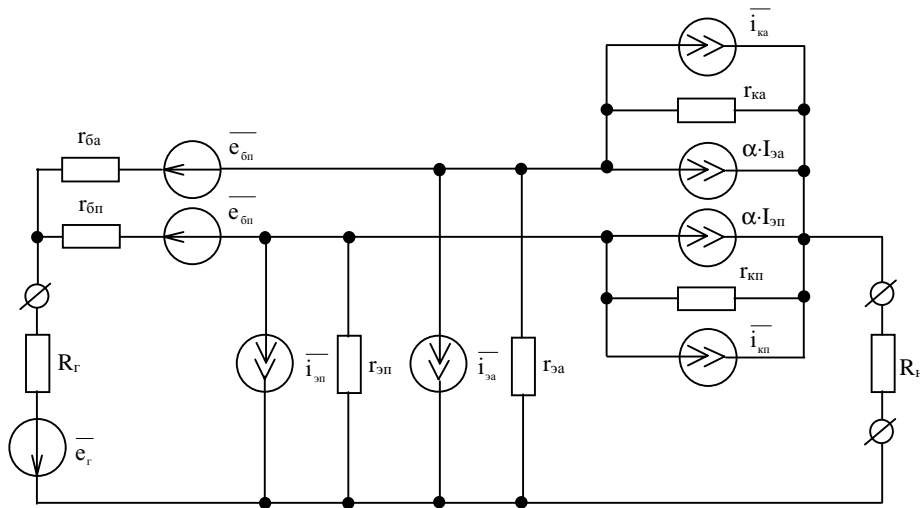


Рис. 1. Физическая шумовая эквивалентная схема биполярной транзисторной структуры

связь [3]. Обычно электрические шумы приводятся ко входу исследуемого прибора. В этом случае шумовыми параметрами являются: генератор шумовой ЭДС  $\sqrt{\overline{e^2}}$ , включенный последовательно со входом, генератор шумового тока  $\sqrt{\overline{i^2}}$ , шунтирующий вход, и коэффициент корреляции между ними.

Генераторы шумовой ЭДС и шумового тока вычислим с помощью физической шумовой эквивалентной схемы биполярной транзисторной структуры, показанной на рис.1.

При составлении указанной схемы учитывались следующие основные особенности транзисторной структуры. Здесь в рассмотрение приняты только источники электрических флуктуаций со спектром типа  $1/f$  и локализованные в областях эмиттерного и коллекторного переходов. С учетом этого введены источники шума:  $\sqrt{\overline{e_{Rr}^2}} = \overline{e_{Rr}}$  - тепловые шумы сопротивления генератора  $R_r$ ;  $\sqrt{\overline{e_{бп}^2}} = \overline{e_{бп}}$  - тепловые шумы сопротивления пассивной базы  $r_{бп}$ ;  $\sqrt{\overline{e_{ба}^2}} = \overline{e_{ба}}$  - тепловые шумы сопротивления активной базы  $r_{ба}$ ;  $\sqrt{\overline{e_{эп}^2}} = \overline{e_{эп}}$  - низкочастотные шумы пассивной области эмиттерного p-n перехода;  $\sqrt{\overline{e_{эа}^2}} = \overline{e_{эа}}$  - низкочастотные шумы активной области эмиттерного p-n перехода;  $r_{эп}, r_{эа}$  - дифференциальное

сопротивление пассивной и активной области эмиттерного перехода, соответственно;  $\alpha \cdot I_{эп}, \alpha \cdot I_{эа}$  - токи коллектора пассивной и активной областей, соответственно, где  $\alpha$  - коэффициент передачи по току;  $\sqrt{\overline{i_{кп}^2}} = \overline{i_{кп}}$ ,  $\sqrt{\overline{i_{ка}^2}} = \overline{i_{ка}}$  - шумы утечки пассивной и активной областей коллекторного перехода, соответственно;  $r_{кп}, r_{ка}$  - дифференциальное сопротивление пассивной и активной областей коллекторного перехода, соответственно;  $R_n$  - сопротивление нагрузки. Анализ проведен при следующих допущениях: шум передается со входа транзистора на выход только через эквивалентные генераторы тока  $\alpha \cdot I_{эп}$  и  $\alpha \cdot I_{эа}$ ; все сопротивления активные, что достаточно хорошо выполняется в области низких частот; коэффициент передачи по току  $\alpha$  от частоты не зависит; сопротивления коллекторного перехода  $r_{кп}, r_{ка}$  велики, т.е.  $r_{кп}, r_{ка} \gg r_{бп}, r_{ба}, r_{эп}, r_{эа}$ .

В соответствии с принципом суперпозиции, флуктуационный ток в нагрузке будет представлять сумму токов от всех источников. Нас в дальнейшем будут интересовать наиболее важные в рассматриваемом случае составляющие шумового тока, обусловленные источниками  $\overline{e_{эп}}, \overline{e_{эа}}$ . На исследование этих составляющих мы в дальнейшем и ориентируемся. Расчет по приведенной эквивалентной схеме дает следующие выражения для составляющих шумового тока в нагрузке.



$$\overline{i_1^2} = \frac{(\beta + 1)^2 \cdot R_1^2 \cdot \overline{i_{\text{эн}}^2}}{[R_1 + (\beta + 1) \cdot r_{\text{эн}}]^2} \quad (1)$$

где  $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$  - коэффициент передачи по току в схеме с общим эмиттером;

$$\beta = \frac{r_{\text{г}} \cdot (\beta_{\text{ба}} + \beta_{\text{за}})}{r_{\text{г}} + \beta_{\text{ба}} + \beta_{\text{за}}},$$

$$\overline{i_2^2} = \frac{(\beta + 1)^2 \cdot R_2^2 \cdot \overline{i_{\text{за}}^2}}{[R_2 + (\beta + 1) \cdot r_{\text{за}}]^2} \quad (2)$$

где

$$\beta = \frac{r_{\text{г}} \cdot (\beta_{\text{ба}} + \beta_{\text{эн}})}{r_{\text{г}} + \beta_{\text{ба}} + \beta_{\text{эн}}}.$$

Суммируя (1) и (2), получим выражение для шумового тока в нагрузке:

$$\overline{i_{\text{н}}^2} = \frac{(\beta + 1)^2 \cdot R_1^2 \cdot \overline{i_{\text{эн}}^2}}{[R_1 + (\beta + 1) \cdot r_{\text{эн}}]^2} + \frac{(\beta + 1)^2 \cdot R_2^2 \cdot \overline{i_{\text{за}}^2}}{[R_2 + (\beta + 1) \cdot r_{\text{за}}]^2} \quad (3)$$

При коротком замыкании по входу, т.е.  $R_{\text{г}} = 0$ :

$$\overline{i_{\text{н.к.з.}}^2} = \frac{(\beta + 1)^2 \cdot r_{\text{бп}}^2 \cdot \overline{i_{\text{эн}}^2}}{[r_{\text{бп}} + (\beta + 1) \cdot r_{\text{эн}}]^2} + \frac{(\beta + 1)^2 \cdot r_{\text{ба}}^2 \cdot \overline{i_{\text{за}}^2}}{[r_{\text{ба}} + (\beta + 1) \cdot r_{\text{за}}]^2} \quad (4)$$

При разомкнутом входе, т.е.  $r_{\text{г}} = \infty$

$$\overline{i_{\text{н.р.}}^2} = \frac{(\beta + 1)^2 \cdot (r_{\text{г}} + r_{\text{г}} + r_{\text{эе}})^2 \cdot \overline{i_{\text{э}}^2}}{[r_{\text{г}} + r_{\text{г}} + r_{\text{эе}} + (\beta + 1) \cdot r_{\text{э}}]^2} + \frac{(\beta + 1)^2 \cdot (r_{\text{г}} + r_{\text{г}} + r_{\text{э}})^2 \cdot \overline{i_{\text{эе}}^2}}{[r_{\text{г}} + r_{\text{г}} + r_{\text{э}} + (\beta + 1) \cdot r_{\text{эе}}]^2}, \quad (5)$$

Эквивалентную шумовую ЭДС  $\overline{e^2}$  определим как

$$\overline{e^2} = \frac{\overline{i_{\text{н.к.з.}}^2 \cdot R_{\text{н}}^2}{2}, \quad (6)$$

где  $\overline{e^2}_{\text{у.к.з.}} \approx \frac{\beta^2 \cdot \overline{i_{\text{н}}^2}}{2}$  - коэффициент усиления по напряжению при коротком замыкании по входу;

$$\overline{e^2}_{\text{вх}} = \frac{[\beta_{\text{бп}} + \beta_{\text{эн}} \cdot (\beta + 1)] \cdot [\beta_{\text{ба}} + \beta_{\text{за}} \cdot (\beta + 1)]}{\beta_{\text{бп}} + \beta_{\text{ба}} + (\beta_{\text{эн}} + \beta_{\text{за}}) \cdot (\beta + 1)}.$$

Тогда (6) окончательно запишется в виде

$$\overline{e^2} = \left( \frac{\beta + 1}{\beta} \right)^2 \cdot \frac{r_{\text{г}}^2 \cdot [r_{\text{г}} + r_{\text{эе}} \cdot (\beta + 1)]^2}{[r_{\text{г}} + r_{\text{г}} + (\beta + 1) \cdot r_{\text{э}}]^2} \cdot \overline{i_{\text{э}}^2} + \left( \frac{\beta + 1}{\beta} \right)^2 \cdot \frac{r_{\text{г}}^2 \cdot [r_{\text{г}} + r_{\text{э}} \cdot (\beta + 1)]^2}{[r_{\text{г}} + r_{\text{г}} + (\beta + 1) \cdot r_{\text{э}}]^2} \cdot \overline{i_{\text{эе}}^2} \quad (7)$$

$$\text{где } \overline{i_{\text{э}}^2} = \overline{i_{\text{эн}}^2} + \overline{i_{\text{за}}^2} = \frac{\overline{i_{\text{эн}}^2}}{\beta} + \frac{\overline{i_{\text{за}}^2}}{\beta}.$$

Эквивалентный шумовой ток определим из соотношения

$$\overline{i_{\text{ш}}^2} = \frac{\overline{e^2}}{R_{\text{н.к.з.}}}, \quad \text{где } R_{\text{н.к.з.}} \approx \beta \quad (8)$$

Тогда

$$\overline{i_{\text{ш}}^2} = \left( \frac{\beta + 1}{\beta} \right)^2 \cdot \frac{(r_{\text{г}} + r_{\text{г}} + r_{\text{эе}})^2 \cdot \overline{i_{\text{э}}^2}}{[r_{\text{г}} + r_{\text{г}} + r_{\text{эе}} + (\beta + 1) \cdot r_{\text{э}}]^2} + \left( \frac{\beta + 1}{\beta} \right)^2 \cdot \frac{(r_{\text{г}} + r_{\text{г}} + r_{\text{э}})^2 \cdot \overline{i_{\text{эе}}^2}}{[r_{\text{г}} + r_{\text{г}} + r_{\text{э}} + (\beta + 1) \cdot r_{\text{эе}}]^2} \quad (9)$$

Среднеквадратическое значение напряжения шума  $\overline{e_{\text{ш}}^2}$ , приведенное к входу исследуемого транзистора при  $C = 0$  определим из хорошо известного соотношения [3]

$$\overline{e_{\text{ш}}^2} = \overline{e^2} + \overline{e_{\text{г}}^2} + \overline{e_{\text{Rr}}^2} \quad (10)$$

где  $\overline{e_{\text{Rr}}^2} = 4 \cdot \overline{i_{\text{г}}^2} \cdot R_{\text{г}} \cdot \Delta$  - тепловой шум сопротивления генератора.

Учитывая (7), (9) и (10), окончательно получим

$$\overline{U_{\text{ш}}^2} = \left( \frac{\beta + 1}{\beta} \right)^2 \cdot \left\{ \frac{r_{\text{г}}^2 \cdot [r_{\text{г}} + r_{\text{эе}} \cdot (\beta + 1)]^2}{[r_{\text{г}} + r_{\text{г}} + (\beta + 1) \cdot r_{\text{э}}]^2} + \frac{(r_{\text{г}} + r_{\text{г}} + r_{\text{эе}})^2 \cdot R_{\text{г}}^2}{[r_{\text{г}} + r_{\text{г}} + r_{\text{эе}} + (\beta + 1) \cdot r_{\text{э}}]^2} \right\} \cdot \overline{i_{\text{э}}^2} + \left( \frac{\beta + 1}{\beta} \right)^2 \cdot \left\{ \frac{r_{\text{г}}^2 \cdot [r_{\text{г}} + r_{\text{э}} \cdot (\beta + 1)]^2}{[r_{\text{г}} + r_{\text{г}} + (\beta + 1) \cdot r_{\text{э}}]^2} + \frac{(r_{\text{г}} + r_{\text{г}} + r_{\text{э}})^2 \cdot R_{\text{г}}^2}{[r_{\text{г}} + r_{\text{г}} + r_{\text{э}} + (\beta + 1) \cdot r_{\text{эе}}]^2} \right\} \cdot \overline{i_{\text{эе}}^2} + 4 \cdot k \cdot T \cdot R_{\text{г}} \cdot \Delta f \quad (11)$$

Выражение (11) показывает, что среднеквадратичное значение шумового напряже-

ния сложным образом зависит от внутренних физических параметров транзистора, в том числе и от электрического режима его работы. В целях удобства дальнейшего анализа введем следующие обозначения:

$$\begin{aligned} &= \frac{2 \cdot [\bar{r}_{ба} + \bar{r}_{эа} \cdot (\beta + 1)]^2}{[\bar{r}_{бп} + \bar{r}_{ба} + \bar{r}_{эа} \cdot (\beta + 1)]^2}; \\ &= \frac{2 \cdot [\bar{r}_{бп} + \bar{r}_{эп} \cdot (\beta + 1)]^2}{[\bar{r}_{бп} + \bar{r}_{ба} + \bar{r}_{эа} \cdot (\beta + 1)]^2}; \\ &= \frac{(\bar{r}_{бп} + \bar{r}_{ба} + \bar{r}_{эа})^2}{[\bar{r}_{бп} + \bar{r}_{ба} + \bar{r}_{эа} + \bar{r}_{эп} \cdot (\beta + 1)]^2}; \\ &= \frac{(\bar{r}_{бп} + \bar{r}_{ба} + \bar{r}_{эп})^2}{[\bar{r}_{бп} + \bar{r}_{ба} + \bar{r}_{эп} + \bar{r}_{эа} \cdot (\beta + 1)]^2}. \end{aligned}$$

Тогда (11) примет более простой для анализа вид:

$$\bar{U}_{ш}^2 = (\bar{r}_{бп} + \bar{r}_{ба})^2 \cdot \bar{I}_{эп}^2 + (\bar{r}_{бп} + \bar{r}_{ба})^2 \cdot \bar{I}_{эа}^2 \quad (12)$$

На рис. 2 показаны зависимости коэффициентов A, B, C и D от тока эмиттера при различных значениях  $\bar{r}_{бп}$  и  $\bar{r}_{ба}$ . Видно, что в общем случае коэффициенты A, B, C и D являются функцией  $\bar{I}_{э}$ ,  $\bar{r}_{бп}$ ,  $\bar{r}_{ба}$ ,  $\beta$  и эта зависимость в широком диапазоне токов является нелинейной. Наибольшее изменение по абсолютному значению при изменении  $\bar{r}_{бп}$  испытывает коэффициент A и, как следствие, составляющая НЧ шума от генератора шумового тока  $\bar{I}_{эп}$ . Зависимость коэффициента B от  $\bar{r}_{бп}$  проявляется только в области достаточно больших токов эмиттера. Сопротивление  $\bar{r}_{ба}$  влияет в сильной степени на все коэффициенты, входящие в (12). Отсюда следует вывод о том, что экспериментально измеренный и приведенный ко входу исследуемого транзистора шум и его зависимость от электрического режима сложным образом зависит как от внутренних, определенных технологией изготовления физических параметров ( $\bar{r}_{бп}$ ,  $\bar{r}_{ба}$ ,  $\beta$ ,  $\bar{I}_{э}$ ), так и внешних, поддающихся управлению параметров ( $R_c$ ,  $I_c$ ). Входящие в выражение (12) генераторы шумового тока

$\bar{I}_{эп}$ ,  $\bar{I}_{эа}$  в общем случае имеют вид [1, 2, 3]:

$$\bar{I}_{ш}^2 = \frac{\bar{I}_k^n \cdot \Delta}{\beta^m}, \quad (13)$$

где k - коэффициент, зависящий от состояния поверхности и объема структуры и характеризующийся сильным разбросом от прибора к прибору;  $I_k$  - ток коллектора ( $I_k \approx \alpha \cdot I_{э}$ ); n, m - коэффициенты, величина которых не превышает 2 (теоретическое значение 2); f - частота;  $\Delta f$  - эквивалентная шумовая полоса частот, в которой производится измерение шума.

С учетом (11), (13) выражение (12) примет следующий вид:

$$\begin{aligned} \bar{U}_{ш}^2 &= (A + C \cdot R_c^2) \cdot k \cdot \frac{I_{эп}^2 \cdot \Delta f}{\beta^2 \cdot f} + \\ &+ (B + D \cdot R_c^2) \cdot k \cdot \frac{I_{эа}^2 \cdot \Delta f}{\beta^2 \cdot f}, \quad (14) \end{aligned}$$

где  $k_{п}$ ,  $k_{а}$  - коэффициенты, характеризующие состояние поверхности и объема, соответственно;  $I_{эп}$ ,  $I_{эа}$  - приповерхностная и объемная составляющие тока эмиттера, учитывающие неравномерность распределения тока по площади эмиттерного перехода.

Следует отметить, что входящие в (14) коэффициенты  $k_{п}$  и  $k_{а}$ , а также токи  $I_{эп}$  и  $I_{эа}$  имеют существенно разные величины. Коэффициент  $k_{п}$  на один и более порядков превышает  $k_{а}$ , так как степень легирования приповерхностной области эмиттерного перехода значительно выше объемной, лежащей под эмиттером, и, как следствие, дефектность структуры в этих областях (неоднородности, дислокации и т.п.) оказывается также на один и более порядков выше объемной области. Различие в величине токов  $I_{эп}$  и  $I_{эа}$  обусловлено неравномерностью токораспределения из-за падения напряжения на активном сопротивлении базы и может достигать 30 % и более.

На рис.3, с учетом сделанных замечаний, показаны зависимости  $\bar{U}_{ш}^2$  от тока эмиттера, построенные по (14) и измеренные экспериментально у транзистора типа 2Т908А на частоте 1 кГц. Видно, что в диапазоне изменения тока от 0.01 А до 0.2 А имеется хорошее согласие теоретических и экспериментальных кривых. В области токов от 0.2 А до 1.0 А заметно их расхождение. Причина слабой зависимости  $\bar{U}_{ш}^2$  от тока в диапазоне

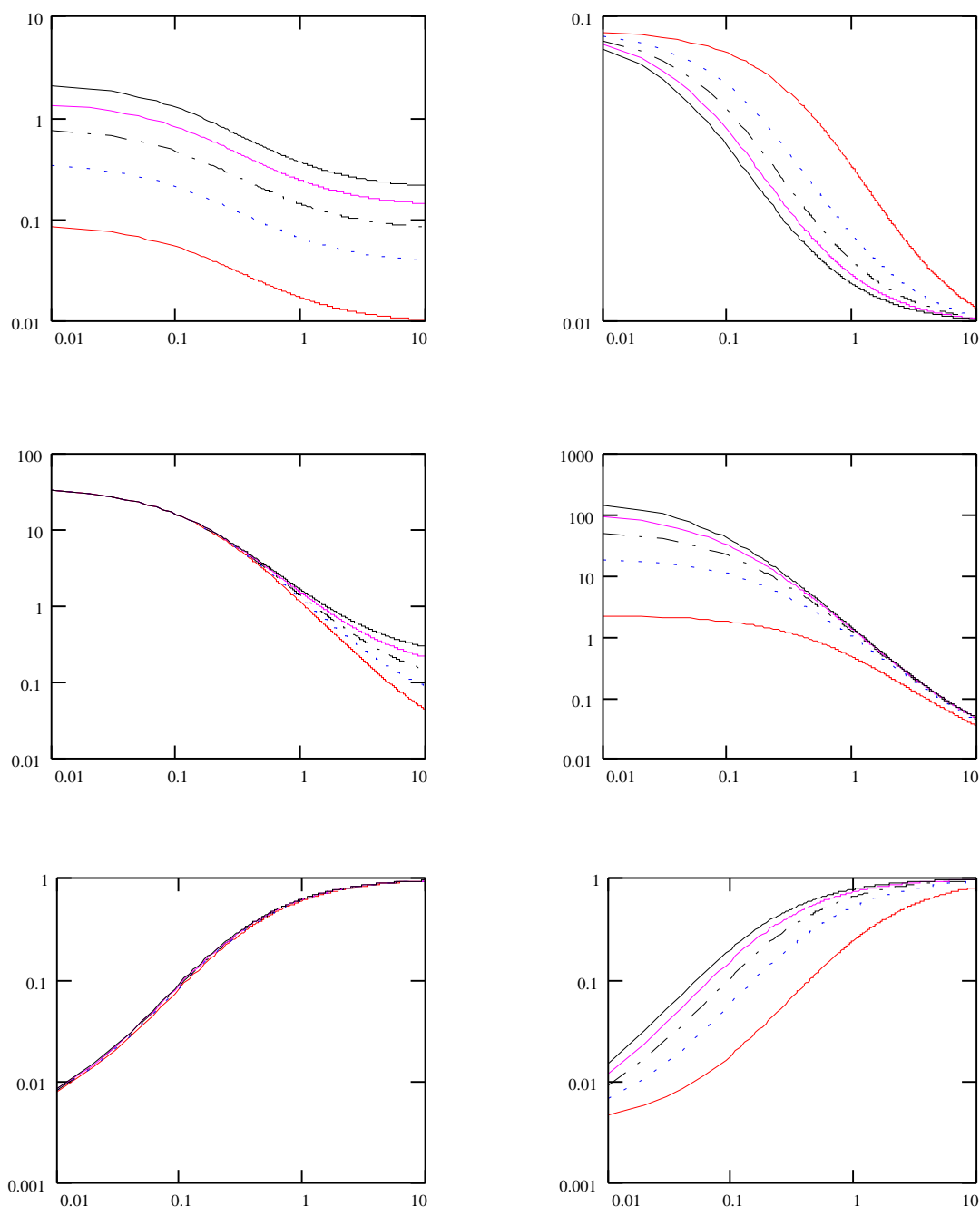


Рис. 2. Зависимости коэффициентов  $A$ ,  $B$ ,  $C$  и  $D$  от тока эмиттера при различных значениях  $r_{bn}$  и  $r_{ba}$ :  
 а), б), в) -  $r_{ba}=4$  Ом,  $r_{bn}=0.1...0.5$  Ом; г), д), е) -  $r_{ba}=1...9$  Ом,  $r_{bn}=0.1$  Ом

0.2÷0.5 А, как выяснено в независимом эксперименте по исследованию температурных и токовых зависимостей прямого падения напряжения  $U_{эб}$ , обусловлена перераспределением тока по площади эмиттера и, в конечном счете, локализацией его в пределах малых областей. То есть из зависимости  $\overline{I_{эб}^2}$  от тока эмиттера имеется возможность получать информацию о степени однородности токораспределения по площади эмиттера.

На рис.4 и рис.5 представлены теорети-

ческие и экспериментальные зависимости  $\overline{I_{эб}^2}$  от сопротивления источника сигнала  $R_r$  при различных значениях  $r_{bn}$  и  $I_э$ . Видно, что в этом случае имеются две области:  $\overline{I_{эб}^2} = \text{const}$  (для  $R_r \ll 1$  Ом) и  $\overline{I_{эб}^2} = F(\overline{I_r^2})$  (для  $R_r > 10$  Ом). Промежуточная область является переходной и зависит от величин  $r_{bn}$  и  $I_э$ . Для решения нашей задачи диагностирования состояния структуры наибольший интерес представляет ход рассматриваемой зависимости  $\overline{I_{эб}^2}$  от

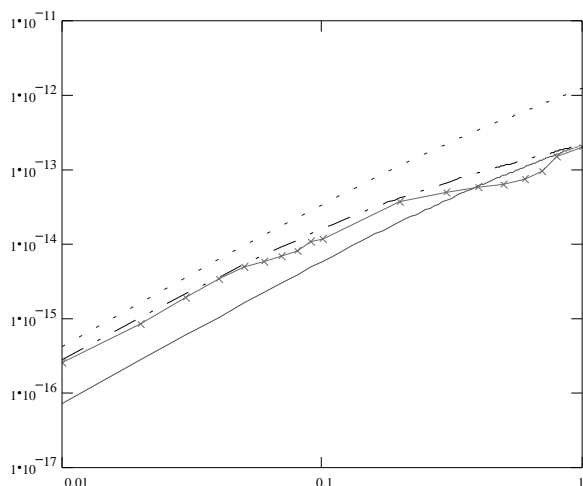


Рис.3. Зависимость  $\overline{U_{ш}^2}$  от тока эмиттера для различных значений  $r_{он}$  и  $r_{0а}$ . 1-  $r_{он}=0.3$  Ом,  $r_{0а}=1$  Ом; 2 -  $r_{он}=0.1$  Ом,  $r_{0а}=3$  Ом; 3 -  $r_{он}=0.1$  Ом,  $r_{0а}=1$  Ом; 4 - данные эксперимента

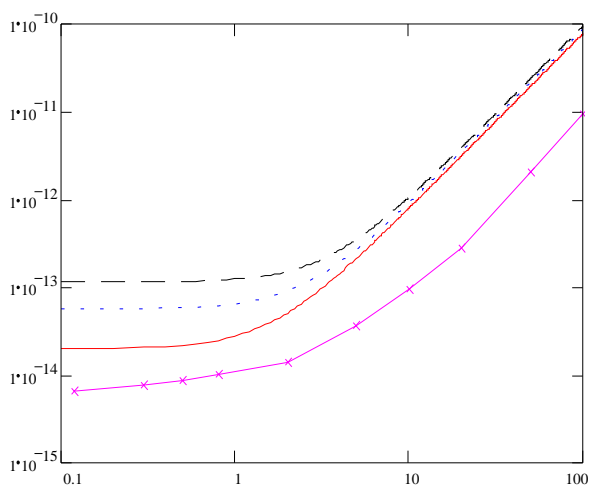


Рис.4. Зависимость  $\overline{U_{ш}^2}$  от сопротивления источника сигнала  $R_z$  при  $I_3=0.2$  А,  $r_{0а}=1$  Ом и различных значениях  $r_{он}$ : 1 -  $r_{он}=0.3$  Ом; 2 -  $r_{он}=0.2$  Ом; 3 -  $r_{он}=0.1$  Ом; 4 - данные эксперимента

$r_{он}$ . Из рис.4 видно, что с ростом  $r_{он}$  переходный участок кривой смещается в область больших значений  $R_z$ . Отсюда можно сделать вывод о том, что зависимость  $\overline{U_{ш}^2} = F(r_{он}^{-2})$  при  $I_3 = \text{const}$  можно использовать для получения оценок величины  $r_{он}$ . Из [8] известно, что  $r_{он}$  повышает температурную стабильность транзистора при работе его в режиме больших токов.

В целях проверки изложенных соображений проведены испытания кремниевых мощных транзисторов на воздействие повышенных нагрузок. Исследовались транзисторы типа КТ803А в количестве 50 штук. Испытания проводились при  $U_k = 30$ В,  $I_k = 1.5$  А,  $T_k = 120^\circ\text{C}$  в течение 8час. Перед испытанием измерялись основные электрические параметры, а также шумовые параметры на частоте 1 кГц в режиме  $U_k = 20$ В,  $I_k = 0.2$  А,  $R_r$  равном 1 Ом и 2 Ом. За критерий качества был принят коэффициент  $K_R$ , определяемый как отношение шумового напряжения, измеренного при  $R_r$  равном 2 Ом к шумовому напряжению, измеренному при  $R_r$  равном 1 Ом. Статистическая обработка результатов измерения по коэффициенту  $K_R$  показала, что транзисторы по величине  $K_R$  подчиняются распределению Пирсона. На рис.6 показана корреляционная связь между величиной коэффициента  $K_R$  и процентом отказов транзисторов, сгруппированных в интервалы по вели-

чине этого коэффициента. Видно, что с ростом коэффициента  $K_R$ , что соответствует уменьшению  $r_{он}$ , надежность транзисторов снижается. То есть коэффициент  $K_R$  можно использовать в качестве информативного параметра при оценке качества транзисторных структур на основе шумовых измерений.

На основе проведенных исследований и данных других авторов можно сделать следующие выводы о возможности использования параметров и характеристик НЧ шума в задачах диагностики транзисторных структур:

1) Уровень НЧ шума, измеренный у реальных транзисторов и превышающий по величине на три, четыре порядка среднеста-

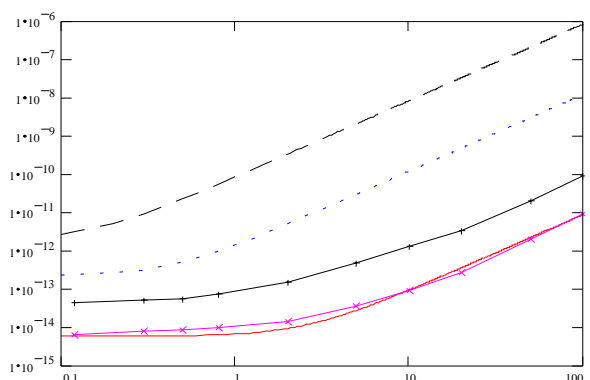


Рис.5. Зависимость  $\overline{U_{ш}^2}$  от сопротивления источника сигнала  $R_z$  при  $r_{0а}=1$  Ом,  $r_{он}=0.1$  Ом и различных значениях  $I_3$ : 1 -  $I_3=5$  А; 2 -  $I_3=1$  А; 3 -  $I_3=0.1$  А; 4 -  $I_3=3$  А (данные эксперимента); 5 -  $I_3=0.2$  А (данные эксперимента)

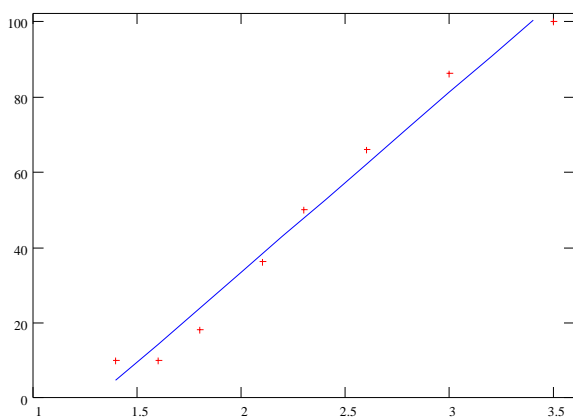


Рис.6. Корреляционная связь между величиной коэффициента  $K_k$  и процентом отказов транзисторов, сгруппированных в интервалы по величине этого коэффициента

статистическое значение, свидетельствует о крайне низкой надежности транзисторной структуры;

2) Уравнение (14), полученное на основе анализа предложенной физической шумовой эквивалентной схемы, достаточно хорошо описывает зависимость шумовых параметров и характеристик от физических параметров транзисторной структуры и режима ее работы и позволяет методом последовательных приближений получать оценки таких важнейших параметров как  $r_{бп}$  и  $r_{ба}$ ;

3) По аномальным участкам в зависимости  $\overline{I_{ш}^2} = F(I_0)$  представляется возможность выявления транзисторных структур с локализацией тока и получения оценок величин этих токов;

4) Температурную стабильность транзисторных структур можно оценивать по вели-

чине коэффициента  $K_R$ , равного отношению шумовых напряжений, измеренных при двух значениях  $R_T$ .

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ван-дер-Зил А. Прогнозирование момента отказа по низкочастотному шуму транзистора // Электроника.- 1966.- №24.- С.38-41.
2. Нарышкин А.К., Врачев А.С. Теория низкочастотных шумов. - М.: Энергия, 1972. - 152 с.
3. Придорогин В.М. Шумовые свойства транзисторов на низких частотах. - М.: Энергия, 1976.- 160 с.
4. Пряников В.С. Прогнозирование отказов полупроводниковых приборов. - М.: Энергия, 1978.- 112 с.
5. Широков А.А. Отбраковка потенциально ненадежных мощных транзисторов по собственным шумам // Электронная техника.- Серия 8.- Вып.7(77).- 1979.- С. 21-25.
6. Горлов М.И., Ануфриев Л.П., Бордюжа О.Л. Обеспечение и повышение надежности полупроводниковых приборов и интегральных схем в процессе серийного производства. - Минск: Интеграл, 1997.- 390 с.
7. J. Graffeuil, B. Blasquez. Caracterisation des materiaux et des composants semiconducteurs au moyen de mesures de bruit de fond // Acta Electronica.- 25.- 3.-1983.- 261-279.
8. Кремниевые планарные транзисторы./ Под ред. Я.А. Федотова. - М.: Сов.радио, 1973.- 336 с.

### ELECTRO-FLUCTUATION METHOD FOR ESTIMATION OF BIPOLAR TRANSISTOR STRUCTURES QUALITY

© 1999 M.L. Kontorovitch, A.A. Tchertoriyskiy, A.A. Shirokov

Ul'yanovsk Branch of Institute of Radio Engineering and Electronics  
of Russian Academy of Sciences

The problems, which are related to application of low-frequency noise (LFN) parameters and characteristics for estimation of transistor structures quality, are discussed in the paper. A physical equivalent noise scheme of transistor structure is proposed. The scheme considers both non-homogeneous distribution of current on the area of emitter junction and the influence of distributed resistors of active areas. Possibility of the use of proposed scheme for analysis of experimental data and valid selecting of modes and conditions for LFN measurements for transistor structure diagnostics problems is discussed. The results of theoretical analysis were proved by experiment.