

К ВОПРОСУ ОБ УТОЧНЕНИИ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ МНОГОЭМИТТЕРНОГО ТРАНЗИСТОРА, РАБОТАЮЩЕГО В РЕЖИМЕ УМНОЖЕНИЯ ЧАСТОТЫ

Э. А. Сараева

Харьков

Известно, что с появлением многоэмиттерных и гребенчатых структур транзистор с успехом используется в качестве усилителя и генератора колебаний в диапазоне СВЧ. Об этом свидетельствует значительный рост произведения рабочей частоты на выходную мощность $f_{\text{раб}} P_{\text{вых}}$, увеличившийся за последние годы более чем в 10 раз и составляющий в настоящее время 4000—6000 *вт · Мгц* [1]. Возможности многоэмиттерных транзисторов МЭТ хорошо видны из выражения для его основного частотного параметра — максимальной частоты усиления по мощности f_{max} :

$$f_{\text{max}} = \sqrt{K_p} f_{\text{раб}} = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{1}{r_0 C_k t_{3-k}}} = \sqrt{\frac{\alpha_0 f_\alpha}{8\pi r_0 C_k}},$$

где K_p — коэффициент усиления по мощности;

$r_0 C_k$ — постоянная времени цепочки обратной связи;

t_{3-k} — среднее время пролета инжектированных неосновных носителей заряда через базу.

Частотные свойства МЭТ могут быть еще улучшены, если наряду с усилением сигнала использовать параметрическое умножение частоты с помощью нелинейной барьерной емкости коллекторного перехода C_k . Для критической частоты (частоты отсечки) $f_{\text{кр}}$ [2], при которой доброт-

ность варакторной части транзистора $Q_B = \frac{1}{\omega C_k r_s}$ обращается в единицу, имеется выражение

$$f_{\text{кр}} = \frac{1}{2\pi C_{k\text{min}} r_s},$$

где r_s — общее сопротивление потерь в базовой и коллекторной цепях транзистора;

$C_{k\text{min}}$ — барьерная емкость при предельно допустимом напряжении $U_{k\text{доп}}$.

У обычных бездрейфовых транзисторов общие потери r_s и емкость C_k оказывались настолько большими, что между частотами $f_{\text{кр}}$ и f_{max} всегда существовало неравенство $f_{\text{кр}} \ll f_{\text{max}}$, т. е. умножение частоты не имело никаких преимуществ по сравнению с усилением на том же транзисторе. У дрейфовых транзисторов $f_{\text{кр}}$ в несколько раз превышает f_{max} , а у МЭТ это отношение становится весьма значительным (в 10—15 раз). Это связано с рядом удачных конструктивных и технологических решений, позволивших одновременно снизить значения входных и выходных емкостей, сопротивление потерь и увеличить токи I_s и I_k и предельно допустимые напряжения $U_{k-э}$ и $U_{k-б}$.

При работе в диапазоне СВЧ при мощностях порядка несколько ватт в непрерывном режиме основные отличия многоэмиттерных транзисторов от обычных сводятся к следующему.

1. За счет резкого уменьшения размеров отдельных эмиттеров и увеличения их количества удалось при их параллельном соединении значительно улучшить отношение периметра эмиттера к его площади, что позволило уменьшить эффект Флетчера (эффект оттиснения тока I_s ,

к краям эмиттера, расположенным ближе к базовым выводам, рис. 1) и тем самым распределить токи в транзисторе более равномерно.

2. Благодаря уменьшению площади эмиттера и тока I_B (при той же плотности этого тока) была снижена входная диффузионная и барьерная емкость эмиттера $C_{\Sigma} = C_{\Sigma, д.} + C_{\Sigma, б.}$.

3. При легировании p -базы (у кремниевых транзисторах типа $n-p-n$) и применении металлизации значительно снизилось сопротивление пассивной r'_b и активной r''_b частей базы (примерное соотношение: $r'_b = (0,1 - 0,2) r''_b$).

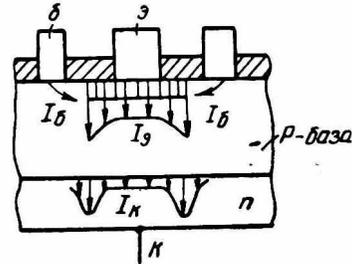


Рис. 1. К объяснению эффекта Флетчера.

4. Из-за указанных выше факторов существенно уменьшился эффект модуляции ширины базы (эффект Эрли) особенно на высоких частотах, что резко снизило вероятность «прокола» базы.

5. Введением тонкого эпитаксиального слоя между низкоомными базовой и коллекторной областями было значительно увеличено предельно допустимое напряжение на коллекторном переходе $U_{к, доп.}$. Это одновременно позволило снизить омические сопротивления потерь активной $r_{к, а}$ и пассивной $r_{к, п}$ частей коллектора, активную $C_{к, а.}$ и пассивную $C_{к, п}$ компоненты барьерной емкости коллекторного перехода.

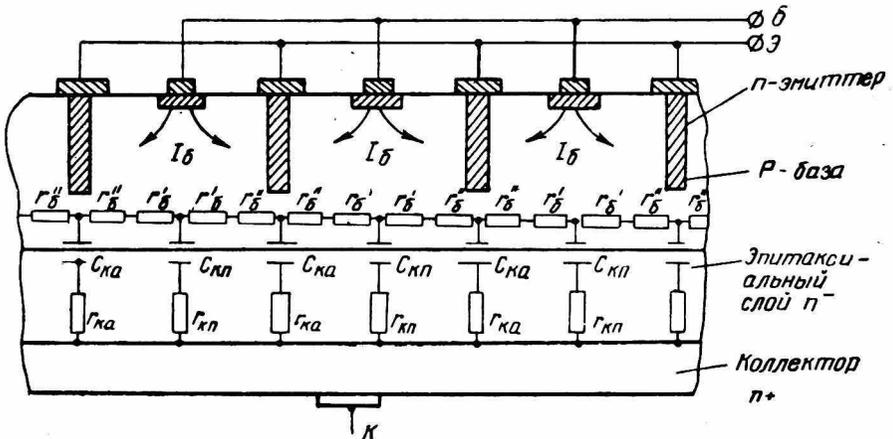


Рис. 2. Структура многоэмиттерного транзистора.

6. За счет неравномерного внедрения акцепторных примесей в базовую область в ней было создано сильное стационарное электрическое поле $E_{др}$, ускоряющее инжектированные носители зарядов, что улучшило частотные свойства транзистора.

Сказанное выше позволяет представить многоэмиттерную структуру, а также распределенные сопротивления и емкости в ней в виде рис. 2.

Переходя к вопросу об эквивалентных схемах МЭТ, следует прежде всего отметить, что основную роль при расчетах и разработках устройств на этих транзисторах играют физические эквивалентные схемы, которые должны удовлетворительно моделировать транзистор в заданном режиме работы. Эквивалентные схемы замещения, широко используемые

При расчетах маломощных каскадов, в режимах большого сигнала, например, в комбинированном режиме усиления и умножения с помощью ГТ, дают погрешности, значительно превышающие допустимые.

Ряд авторов [3,4] за основу физических моделирующих схем для мощных транзисторов берет известную в литературе схему Джаколетто [2], созданную для обычных бездрейфовых транзисторов, включенных в схему с общим эмиттером. Одна из таких схем приведена в работе [4]

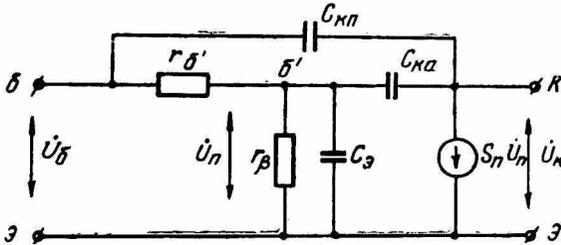


Рис. 3. Эквивалентная схема транзистора в режиме больших напряжений.

для транзистора, работающего в режиме больших синусоидальных напряжений (рис. 3). Эта схема в дальнейшем распространяется и на МЭТ. Она приведена на рис. 4 и учитывает индуктивности выводов и емкости корпуса транзистора $C'_{эб}$, $C'_{кэ}$ и $C'_{бк}$. Легко заметить, что эта схема вытекает из структурной схемы МЭТ (рис. 2) и может, видимо,

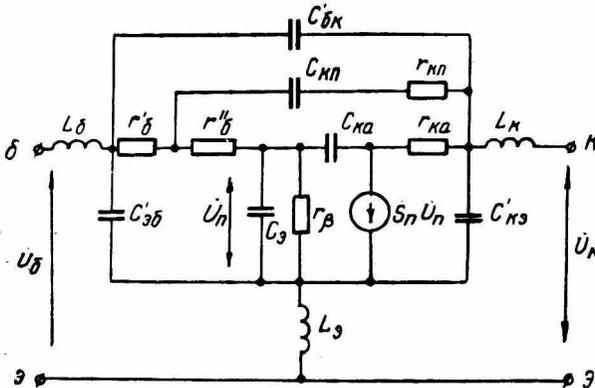


Рис. 4. Эквивалентная схема многоэмиттерного транзистора.

в первом приближении моделировать транзистор, если известны его первичные параметры. Однако более тщательный анализ показывает, что в схеме на рис. 4 учтены далеко не все особенности МЭТ, отмеченные выше, и не все параметры схемы достаточно хорошо отражают физические процессы в транзисторе, особенно в случае его работы в режиме умножения частоты.

Это касается прежде всего диффузионной емкости эмиттерного перехода $C_{э.д}$ и сопротивления r_{β} , влияющих на полное входное сопротивление МЭТ $Z_{11э}$. Сопротивление r_{β} по своему физическому смыслу должно учитывать наличие в базе стационарного дрейфового поля $E_{др}$ и инжекцию носителей в базу, т. е. с его помощью должны оцениваться

рекомбинация неосновных носителей зарядов в базе и эффективность эмиттера. Для обычных транзисторов $C_{э.д}$ и r_β могут быть найдены по простым формулам [2]

$$C_{э.д} = \frac{1,2}{\omega_\alpha r_\alpha} \text{ и } r_\beta = r_\alpha (1 + \beta_0),$$

где r_α — сопротивление эмиттерного перехода.

В случае дрейфовых транзисторов и МЭТ за счет поля $E_{др}$ частотно-фазовые характеристики будут иметь гораздо большую крутизну, что может быть учтено поправочным фазовым множителем m , вводимым в выражение для частотно-зависимого коэффициента передачи эмиттерного тока в коллектор:

$$\alpha = \frac{\alpha_0 e^{-jm \frac{\omega}{\omega_\alpha}}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha}}, \quad (1)$$

или выражением коэффициента α через частоту единичного усиления (максимальную частоту усиления по току) ω_T [5]

$$\omega_T = \frac{D}{\omega_0^2} \cdot \frac{(2\eta)^2}{2\eta - 1 - e^{2\eta}}, \quad (2)$$

где D — коэффициент диффузии;

ω_0 — ширина базы;

η — коэффициент дрейфового поля в базе;

$$\eta = \frac{1}{2} \ln \frac{N_\alpha}{N_\kappa}.$$

Коэффициент α и частота ω_T связаны между собой следующим соотношением:

$$\alpha = \alpha_0 \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_T}}.$$

Так как в дрейфовых транзисторах и МЭТ из-за ускоряющего поля и уменьшения плотности носителей зарядов в базе уменьшается накопление заряда в ней, диффузионная емкость эмиттерного перехода делается соизмеримой с барьерной емкостью. Так, для МЭТ типа КТ904А $C_{э.д}$ и $C_{э.б}$ имеют порядок 40—50 пф.

С учетом сделанных уточнений проводимость эмиттерной цепи Y_α может быть представлена следующим выражением:

$$Y_\alpha = \frac{g_\beta + j\omega C_\alpha}{1 + j\omega C_\alpha r_\alpha + g_\beta + r_\alpha}. \quad (3)$$

Полная проводимость входной цепи транзистора при предположении, что индуктивности выводов $L_6 = L_\alpha$, определяется с помощью формулы

$$Y_{11} = \frac{Y_\alpha}{1 + Y_\alpha r_\alpha + j\omega L (2Y_\alpha + Y_\pi)}. \quad (4)$$

($Y_\pi = S_\pi$ — крутизна переходной характеристики транзистора).

Анализ выражения (4) для МЭТ типа КТ904А показывает, что до частот порядка 200 Мгц реактивная входная проводимость носит емкостный характер, затем имеет место последовательный резонанс в цепи,

образованной индуктивностями выводов L_6 и L_3 , эквивалентной емкостью входной цепи и сопротивлением базы r_6 , и при дальнейшем увеличении частоты b_{11} , приобретает индуктивный характер и не превышает нескольких десятков *мсим*. Примерно такой же порядок имеет и активная составляющая входной проводимости.

С точки зрения усилительных свойств МЭТ эти параметры могут считаться вполне удовлетворительными, однако в режиме параметрического умножения частоты на емкости коллекторного перехода входные

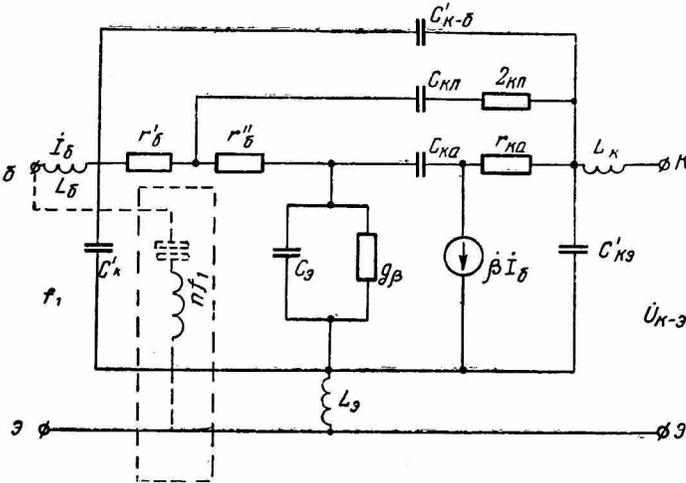


Рис. 5. Уточненная эквивалентная схема МЭТ в режиме умножения частоты.

элементы транзистора могут внести в работу схемы существенные ухудшения. Это объясняется тем, что максимальная частота отсечки при умножении может быть реализована, если в МЭТ использовать для цепи умножения (варакторная часть транзистора) пассивные элементы схемы: $C_{к.п}$, $r_δ'$ и $r_{к.п}$ (рис. 4). Но легко проследить, что ток частоты гармоники, пропускаемый через эмиттерный вывод, будет проходить через контур C_3 , $r_β$, L_3 и сопротивление активной базовой области $r_δ''$, большее $r_δ'$ в 5—10 раз. Все это резко повысит потери в контуре умножения, и возможности МЭТ не будут полностью реализованы. Поэтому целесообразно ток частоты гармоники пропустить через базовый вывод, введя в базовую цепь последовательный контур, настроенный на частоту nf_1 , где n — кратность умножения. Этот контур показан пунктиром на уточненной физической эквивалентной схеме МЭТ на рис. 5. Экспериментирование с умножителями частоты на МЭТ полностью подтверждает необходимость такого шунтирования.

Второе уточнение в эквивалентной схеме МЭТ связано с генератором тока $\hat{S}_n \hat{U}_n$, характеризующим прямые связи в транзисторе. Однако эта характеристика в схеме на рис. 4 оказывается неполной, так как оба множителя, входящие в выражение для тока генератора, являются в известной мере фиктивными, условными [2]. Напряжение \hat{U}_n действует не на входе схемы, а на эмиттерном переходе (на элементах C_3 и $r_β$), отделенном от входных зажимов комплексными сопротивлениями. Поскольку транзистор является принципиально токовым прибором, представлять прямое воздействие входной цепи на выходную следовало бы

с помощью генератора, ток которого зависит от I_6 . Если иметь в виду, что для дрейфового транзистора с учетом влияния $C_{э,б}$ коэффициент передачи базового тока β зависит от частоты по закону, выражаемому формулой [5]

$$\frac{1}{\beta} \approx \omega \left(\frac{1}{\omega_s} + \frac{1}{\omega_T} \right) \sqrt{1 + \frac{\omega}{(\omega_s + \omega_T)^2}},$$

где $\omega_s = \frac{1}{r_s C_{э,б}}$ — предельная частота эмиттерной цепи, то генератор будет вырабатывать ток βI_6 , а не $\dot{U}_n S_n$. Для МЭТ типа КТ903, КТ904 и др. f_s имеет порядок 80—100 Гц, и определяющей для величины β является частота f_T , равная 500—750 МГц. Это существенно при определении максимальной частоты первой гармоники, подлежащей в дальнейшем умножению, т. е. для эффективного умножения с помощью МЭТ должно выполняться неравенство

$$f_1 < f_T.$$

При определении наибольшей частоты гармоники можно использовать рекомендации, данные в [6], где указывается, что при параметрическом умножении частоты на транзисторах целесообразно, чтобы частота выходного сигнала превышала значение f_T в 2—3 раза.

ВЫВОДЫ

1. Первичные параметры МЭТ типа КТ904А дают возможность рассчитать ориентировочные значения частот, определяющих усилительные и умножительные свойства транзисторной схемы:

$$f_{\max} = 2 - 3 \text{ Гц};$$

$$f_{кр} = 25 - 30 \text{ Гц};$$

$$f_T = 500 - 750 \text{ МГц};$$

$$f_s = 80 - 100 \text{ Гц}.$$

2. Эмиттерная цепь транзистора, работающего в режиме умножения частоты, обладает значительным активным и индуктивным сопротивлением, что может вызвать существенные потери и снизить эффективность преобразования. В связи с этим в базовой цепи схемы умножения частоты необходимо вводить шунтирующий последовательный контур, настроенный на частоту nf_1 .

3. В моделирующих эквивалентных схемах МЭТ с физической точки зрения правильнее вводить генератор тока, отражающий прямые связи в транзисторе, ток которого зависит от I_6 .

ЛИТЕРАТУРА

1. Карли. Многоэмиттерный транзистор. «Электроника», 1966, № 4.
2. Я. А. Федотов. Основы физики полупроводниковых приборов. Изд-во «Советское радио», 1969.
3. М. Колтон, Х. Собол, Р. Ернст. Генерирование колебаний СВЧ с помощью параметрического умножения частоты на транзисторе. RCA Review v 26, № 2, 1965.
4. В. М. Богачев, И. А. Попов. Оптимальный режим генератора с внешним возбуждением на транзисторе и его расчет. Сб. «Полупроводниковые приборы и их применение» (под ред. Я. А. Федотова). вып. 13. Изд-во «Советское радио», 1965.
5. Н. С. Спиридонов, В. И. Вертоградов. Дрейфовые транзисторы. Изд-во «Советское радио», 1964.
6. В. И. Каганов. Транзисторные радиопередатчики. Изд-во «Энергия», 1970.