

Модели мощных биполярных транзисторов и определение их параметров

Рассмотрены модели большого сигнала мощных биполярных транзисторов как для приближенного кусочно-линейного, так и для уточненного численного анализа режимов работы транзисторов и процессов в преобразовательных устройствах. Рассмотрены также методики определения параметров передаточной, кусочно-линейной, модифицированной передаточной, PSpice (Гуммеля-Пуна) моделей по справочным данным.

**Игорь Недолужко,
к. т. н.**

nedol@orc.ru

Алексей Лебедев

chernogo@mail.ru

Обычно транзистор в преобразовательных устройствах представляется сопротивлением конечной величины во включенном состоянии и бесконечным — в выключенном. Такая простейшая модель транзисторного ключа позволяет рассчитывать процессы в преобразовательных устройствах, если длительность коммутационных процессов много меньше длительности включенного и выключенного состояния ключа. В противном случае, а также для расчета режимов работы транзистора необходимы более точные модели: простая для приближенного анализа и проектирования (аналитического или численно-аналитического в математической системе [1]) и более точная для проверочного анализа в системе схемотехнического моделирования [2]. В литературе (например, [3]) описано несколько основных моделей для большого сигнала (ключевого режима) и большое число их модификаций. Одной из простых является передаточная модель Эберса-Молла (модель Логана) или просто передаточная модель (ПМ). Эта модель применяется в наиболее полной и распространенной системе схемотехнического моделирования PSpice [2]. ПМ является нелинейной и непригодна для аналитического (ручного) анализа, однако на основе ПМ можно построить простую кусочно-линейную модель (КЛМ), которая подходит для такого анализа. Система PSpice имеет также более точную (и сложную) модель Гуммеля-Пуна (ППМ) [2, 3]. В этой же системе содержится пакет определения параметров модели Гуммеля-Пуна по справочным или экспериментальным характеристикам транзистора PSpice Model Editor (PSME). Изготовители транзисторов обычно дают в Интернете библиотеку параметров ГПМ для своих транзисторов (обширная библиотека имеется также в PSpice), однако часто эти параметры не соответствуют справочным характеристикам транзистора (см. ГПМ_Б в табл. 2 и 3), поэтому приходится применять PSME для их определения.

В известной литературе нет сведений о том, как определять параметры ПМ и КЛМ, когда эти модели применимы, что делать, если не хватает справочных данных для определения параметров ГПМ в PSME. Авторы данной статьи попытаются ответить на эти вопросы.

Сначала будет рассмотрена ПМ, которая может применяться и в MathCAD и в PSpice, и методика определения ее параметров. Далее, на ее основе строится КЛМ и методика определения ее параметров. На основе ПМ и КЛМ предлагается более точная модифицированная передаточная модель (МППМ) для расчетов в MathCAD и методика определения ее параметров. В последней части статьи будут рассмотрены вопросы применения ГПМ, встроенной в PSpice, и усовершенствования методики определения ее параметров. Все расчеты иллюстрируются на примерах двух транзисторов фирмы Motorola: сравнительно низковольтном TIP41B (6 А, 80 В) и высоковольтном MJ16110 (15 А, 400 В).

Для определения параметров всех моделей используются типовые характеристики мощных транзисторов, которые приводятся в справочниках (на сайтах фирм-изготовителей). В справочнике [4] приводятся для всех транзисторов следующие типовые характеристики: в активной нормальной области $H_{fe}(I_c) @ U_{ce}$, в области насыщения $U_{be}(I_c) @ I_b$, $U_{ce}(I_c) @ I_b$, $U_{ce}(I_b) @ I_c$, зависимости барьерных емкостей $C_{eb}(-U_e)$, $C_{cb}(-U_c)$, времена задержки включения, нарастания, задержки выключения и спада тока коллектора в схеме ключа с резистивной нагрузкой $T_d @ I_c, I_{b1}, I_{b2}$; $T_{rs} @ I_c, I_{b1}, I_{b2}$; $T_s @ I_c, I_{b1}, I_{b2}$; $T_{fl} @ I_c, I_{b1}, I_{b2}$. Для некоторых типов (например, TIP41B) приводятся также типовые зависимости $T_d(I_c) @ I_b, I_{b2}$; $T_{rs}(I_c) @ I_b, I_{b2}$; $T_s(I_c) @ I_b, I_{b2}$; $T_{fl}(I_c) @ I_b, I_{b2}$. Для других типов (например, MJ16110) приводятся типовые зависимости $T_c(I_c) @ I_b, I_{b2}$; $T_{sv}(I_c) @ I_b, I_{b2}$; $T_{fi}(I_c) @ I_b, I_{b2}$ (а иногда и характеристики динамического насыщения) в схеме ключа

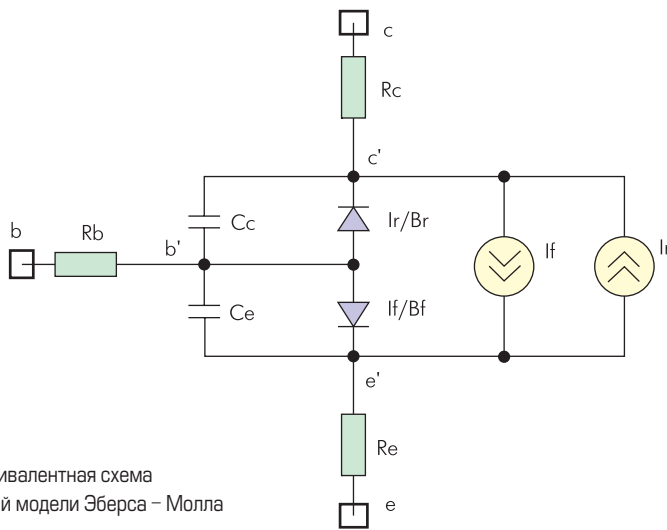


Рис. 1. Эквивалентная схема передаточной модели Эберса – Молла

Таблица 1. Справочные данные транзистора ТП41В

Ic, А	0,1	0,6	1,0	6,0	Режим
Hfe	105	86	73	17	Uce=2 В
Uce(sat), В	0,04	0,08	0,12	0,7	Ic/Ib=10
Ube(sat), В	0,68	0,78	0,88	1,4	Ic/Ib=10
Td, нс	190	64	52	35	см. текст
Trs, нс	430	160	150	270	см. текст
Ts, нс	1200	780	680	230	см. текст
Tfl, нс	460	160	140	230	см. текст

с индуктивной нагрузкой. Для некоторых типов (например, ТП41В) приводится минимальное значение частоты среза Ft. В таблице 1 приведены справочные данные [4] типового транзистора ТП41В для четырех значений тока коллектора. Эти данные используются далее для определения параметров моделей.

Передаточная модель. На рис. 1 приведена эквивалентная схема ПМ n-p-n транзистора.

Параметры Bf, Br, Rb, Rc, Re постоянны, а If, Ir, Ce, Cc являются функциями напряжений:

$$I_f(U_e) = I_s \times \left(\exp \left(\frac{U_e}{V_t \times N_f} \right) - 1 \right)$$

$$C_{eb}(U_e) = \text{if} \left[U_e < 0, \frac{C_{je}}{\left(1 - \frac{U_e}{V_{je}} \right)^{M_{je}}}, C_{je} \right]$$

$$C_e(U_e) = \frac{I_f(U_e) + I_s}{V_t \times N_f} \times T_f + C_{eb}(U_e)$$

$$I_r(U_c) = I_s \times \left(\exp \left(\frac{U_c}{V_t \times N_r} \right) - 1 \right)$$

$$C_{cb}(U_c) = \text{if} \left[U_c < 0, \frac{C_{jc}}{\left(1 - \frac{U_c}{V_{jc}} \right)^{M_{jc}}}, C_{jc} \right]$$

$$C_c(U_c) = \frac{I_r(U_c) + I_s}{V_t \times N_r} \times T_r + C_{cb}(U_c)$$

Здесь обозначено $U_e = U_{b'e'}$, $U_c = U_{b'c'}$.

В таком виде ПМ может использоваться для расчетов в математической системе MathCAD [1] (в системе PSpice немного сложнее записываются Ceb(Ue), Ccb(Uc)). Напомним, что если в списке параметров модели указываются только перечисленные выше параметры (Bf, Br, Rb, Rc, Re, Is, Ne, Nc, Cje, Mje, Vje, Cjc, Vjc), то PSpice автоматически использует ПМ (параметр Vt — тепловой потенциал — заложен в PSpice, и его указывать не нужно). Параметры модели можно определить по характеристикам транзистора как в MathCAD, так и в PSME. Рассмотрим определение параметров ПМ в PSME [2] на примере транзистора ТП41В для режима Ic = 1 А (примерно середины рабочего диапазона). Заметим, что параметры ПМ нельзя получить непосредственно переписыванием их значений из ГПМ (например, из библиотечной PSpice-модели). В таблице параметров в PSME всем параметрам, кроме ПМ, присваиваем их значения по умолчанию (в PSpice) и фиксируем. Из справочных характеристик (показаны далее) Ube(Ic) @Ni = Ic/Ib, Uce(Ic) @Ni = Ic/Ib, Ceb(-Ue), Ccb(-Uc) задаем по несколько точек, а из Hfe(Ic) @Uce и Ts(Ic) @Ni, Ib2 — по одной точке, соответствующей выбранному режиму (1 А). В последнем окне задаем из справочника Ft_min = 3 МГц (типовое значение не указано). Для проверки полученной модели рассчитаем в PSpice названные выше статические характеристики, а также времена переключения в справочном режиме (в схеме с резистивной нагрузкой Vcc = 30 В, Ic = 1 А, Ni = Ic/Ib = 10, Vbe_off = -5 В, времена нарастания и спада управляющего тока 5 нс) и сравним со справочными. Рассчитанные статические характеристики Ube(Ic), Uce(Ic) практически совпадают со справочными, но времена нарастания и спада тока примерно в три раза превышают справочные, что связано с применением заниженного по сравнению с типовым значения Ft_min. Поэтому возвращаемся в PSME и в последнем окне задаем скорректированное значение Ft = 10 МГц. Скорректированная ПМ имеет следующие параметры (в формате Pspice):

Is=0.56p Bf=72 Nf=1 Br= 17.7 Nr=1 Re=0 Rb= 1 Rc= 0.11 Cje= 213p Vje= 0.42 Mje= 0.287 Cjc= 120p Vjc= 0.35 Mjc= 0.2 Tf= 16n Tr= 92n

Она дает (в точке Ic = 1 А) при расчете названных времен ошибки менее 10% (Ts на 30% больше справочного). Однако при расчете времени переключения в других режимах ошибка может достигать 200% (например, Ts при 6 А), что связано с неучтенными зависимостями Bf, Tf, Tr от режима (см. результаты расчетов в графе ПМ табл. 2). В предпоследнем столбце табл. 2 приведена максимальная относительная ошибка (в процентах), а в последнем столбце — среднеквадратичная относительная ошибка. Аналогичные результаты получаются при определении параметров ПМ в MathCAD.

По названным выше справочным характеристикам нельзя однозначно определить все параметры ПМ (тем более ГПМ), так как в зависимости от начальных приближений и ограничений на минимальные и максимальные значения параметров получаются различные значения параметров. Особенно это касается Br и Re. Для однозначного их определения необходимы дополнительные характеристики (например, снятые в инверсном включении транзистора). В большинстве случаев точные значения параметров не важны, достаточно иметь такое их сочетание, чтобы обеспечивалась необходимая точность аппроксимации основных характеристик.

Кусочно-линейная модель (КЛМ). КЛМ необходима для аналитических и численно-аналитических (в MathCAD) приближенных расчетов, в том числе при схемотехническом проектировании. Для каждой из четырех областей работы (отсечки, активной нормальной, активной инверсной, насыщения) транзистор представляется своей эквивалентной схемой, которая может быть получена на основе схемы ПМ (рис. 1). Для области отсечки (оба перехода смещены в обратном направлении) ос-

Таблица 2. Результаты расчетов времен переключения транзистора ТП41В

Модель	Время, нс	Ic, А				МОО %	СКОО %
		0,1	0,6	1,0	6,0		
ПМ	Tdp	165	50	40	28	280	74
	Ttp	297	167	156	145		
	Tsp	916	886	878	874		
	Tfp	256	142	134	126		
КЛМ	Tdl	164	60	51	41	111	53
	Trl	392	278	266	213		
	Tsl	1221	1177	1137	485		
	Tfl	392	278	266	213		
МПМ	Tdm	220	73	54	25	29	16
	Trm	426	139	130	323		
	Tsm	1216	852	676	263		
	Tfm	365	127	115	182		
ГПМ_Б	Tdb	272	81	69	48	265	124
	Trb	570	363	345	404		
	Tsb	4383	2585	2008	331		
	Tfb	503	323	308	331		
ГПМ_М	Tdl	162	49	40	28	44	20
	Trl	289	162	152	231		
	Tsl	1091	830	724	212		
	Tfl	258	143	133	142		
ГПМ_О	Tdo	176	66	50	32	29	13
	Tro	318	183	174	298		
	Tso	1108	829	748	217		
	Tfo	328	165	144	190		

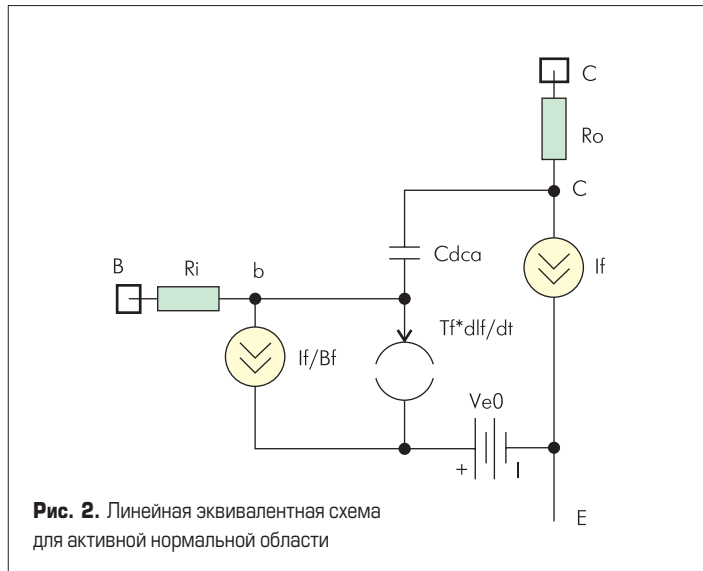


Рис. 2. Линейная эквивалентная схема для активной нормальной области

таются только барьерные емкости переходов, которые нужно усреднить на рабочем участке напряжений. Например, если коллекторное напряжение изменяется в пределах от V1 до V2, то средняя емкость коллектора

$$C_{ca} = \frac{1}{V_2 - V_1} \times \int_{V_1}^{V_2} \frac{C_{jc}}{\left(1 + \frac{U}{V_{jc}}\right)^{M_{jc}}} dU$$

Эквивалентная схема для активной нормальной области (эмиттерный переход смещен в прямом, а коллекторный в обратном направлении) показана на рис. 2.

Здесь $I_f > 0$ — промежуточная переменная, накопитель эквивалентен емкости с нулевым напряжением, B_f , V_{e0} , R_i , R_o — статические параметры, T_f — среднее время пролета носителей. Эквивалентная схема для области насыщения (оба перехода смещены в прямом направлении) показана на рис. 3. Она получается путем суперпозиции эквивалентных схем для активной нормальной и активной инверсной областей. Значения статических параметров можно получить как непосредственно по характеристикам транзистора, так и через параметры ПМ. Параметр B_f берется в рабочей точке из характеристики $H_{fe}(I_c) @ U_{ce}$. Параметры V_{e0} , R_i определяются по $U_{be}(I_c) @ I_b = I_c/B_f$, а R_o по $U_{ce}(I_c) @ I_b = I_c/B_f$. Параметр B_r (коэффициент передачи в инверсном включении) непосредственно из справочных характеристик не определяется. Точное значение его важно лишь при попадании рабочей точки в активную инверсную область, что бывает редко. Поэтому его значение можно взять или типовым (0,2–1), или из ПМ (если она есть). Параметры T_f и T_r берутся из ПМ или приближенно рассчитываются по справочным параметрам T_{rs} , T_{fl} и T_s . Чтобы получить соответствующие формулы, рассчитаем по КЛМ названные времена в типовой тестовой схеме транзисторного ключа с резистивной нагрузкой. При большом входном токе ($I_b \gg I_c/B_f$) расчеты можно проводить упрощенно, применяя для интегрирования соответствующих дифференциальных уравнений метод трапеций. Для этапа физиче-

ской задержки, когда U_e изменяется от V_{be_off} до V_{e0} , получаем

$$T_{df} = \frac{(C_{ca} + C_{ea}) \times (V_{e0} - V_{be_off})}{I_{b1}}$$

Из эквивалентной схемы ключа для активной нормальной области

$$I_{b1} = T_f \times \frac{d}{dt} I_f + \frac{I_f}{B_f} - C_{ca} \times \frac{d}{dt} U_c$$

На этапе физического времени нарастания I_f растет от 0 до I_c , а U_c падает с V_{cc} до нуля, и по формуле трапеций получаем

$$I_{b1} \times T_{rf} = T_f \times I_c + \frac{I_c \times T_{rf}}{B_f \times 2} + C_{ca} \times V_{cc}$$

На этапе задержки T_{dr} ток I_f растет от 0 до I_c , и из предыдущего уравнения и выражения для T_{df} получаем

$$T_{dr} = \frac{(C_{ca} + C_{ea}) \times (V_{e0} - V_{be_off})}{I_{b1}} + 0.1 \times \frac{T_f \times I_c + C_{ca} \times V_{cc}}{I_{b1} - 0.5 \times \frac{I_c}{B_f}}$$

На этапе нарастания T_{rr} ток I_f растет от $I_c \times 0,1$ до $I_c \times 0,9$ и

$$T_{rr} = 0.8 \times \frac{T_f \times I_c + C_{ca} \times V_{cc}}{I_{b1} - 0.5 \times \frac{I_c}{B_f}}$$

При выключении транзистора инверсным током из эквивалентной схемы ключа для области насыщения получаем

$$-I_{b2} = T_f \times \frac{d}{dt} I_f + \frac{I_f}{B_f} + \left(T_r \times \frac{d}{dt} I_r + \frac{I_r}{B_r} \right)$$

$$I_c = I_f - \left(T_r \times \frac{d}{dt} I_r + \frac{I_r}{B_r} + I_r \right)$$

Решая эти уравнения при соответствующих начальных условиях, можно получить выра-

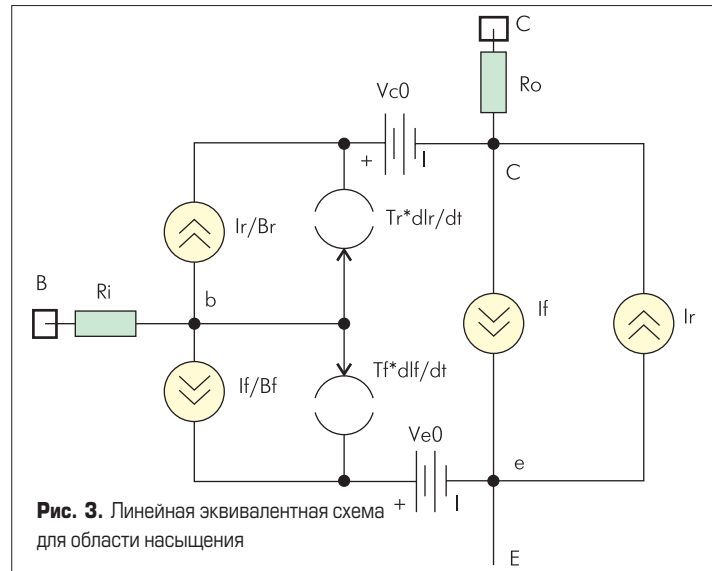


Рис. 3. Линейная эквивалентная схема для области насыщения

жения для $I_f(t)$ и $I_r(t)$, каждое из которых состоит из постоянной составляющей и двух экспонент с сильно различающимися постоянными времени. Большая из них равна

$$T_{ss} = \frac{T_r \times B_r \times (1 + B_f) + T_f \times B_f \times (1 + B_r)}{1 + B_f + B_r}$$

или, с учетом $T_r \gg T_f$ и $B_f \gg B_r$, приближенно

$$T_{sp} = T_r \times B_r$$

При условии $|I_{b2}| \ll I_c$, пренебрегая экспонентой с малой постоянной времени и учитывая $I_r(T_{sf}) = 0$, получаем известную формулу для времени рассасывания

$$T_{sf} = T_{ss} \times \ln \left(\frac{I_{b1} + I_{b2}}{I_{b2} + \frac{I_c}{B_f}} \right)$$

Расчетное время задержки выключения приближенно

$$T_{sr} = T_r \times B_r \times \ln \left[\frac{B_f \times (I_{b1} + I_{b2})}{B_f \times I_{b2} + I_c} \right] + 0.1 \times \frac{T_f \times I_c + C_{ca} \times V_{cc}}{I_{b2}}$$

Время спада тока с уровня $0,9 I_c$ до $0,1 I_c$ рассчитывается аналогично времени нарастания, но при $I_b = -I_{b2}$

$$T_{fr} = 0.8 \times \frac{T_f \times I_c + C_{ca} \times V_{cc}}{I_{b2} + 0.5 \times \frac{I_c}{B_f}}$$

Теперь из формул для T_{rr} и T_{fr} по заданным в справочнике T_{rs} и T_{fl} можно рассчитать среднее значение T_f , а из формулы для T_{sr} при заданном T_s рассчитать T_r . Определенные таким образом (при токе 0,1 А) параметры КЛМ для ТР41В имеют следующие значения: $B_f = 100$, $B_r = 0.4$, $V_{e0} = 0.7$, $R_i = 1.2$, $R_o = 0.117$, $T_{fp} = 32.8$ нс, $T_{rp} = 4740$ нс, $C_{ea} = 0.13$ нФ, $C_{ca} = 0.057$ нФ. Данная модель позволяет достаточно точно рассчитать статические ВАХ $U_{be}(I_c)$, $U_{ce}(I_c)$ для глубокого насыщения ($I_b > I_c/10$). Если теперь для проверки рассчитать по приведенным выше

формулам зависимости времен T_{dr} , T_{rr} , T_{sr} , T_{fr} от тока и сравнить их со справочными, то различие получается большим (примерно как для ПМ), что связано с зависимостями параметров модели от тока, которые не учтены в КЛМ. Результаты расчета по КЛМ существенно улучшаются, если для каждого значения тока брать свое значение V_f из справочной зависимости $H_{fe}(I_c)$, которая всегда дается. Результаты этих расчетов показаны в графе КЛМ таблицы 2. Практически все результаты расчетов завышены по отношению к справочным, так как параметры определялись при минимальном I_c . Если определять параметры при токе около 1 А, то ошибок получается значительно меньше, но результаты расчетов занижаются по отношению к справочным.

Модифицированная передаточная модель (МПМ). Так как ПМ дает неудовлетворительные результаты при расчете коммутационных процессов, то предлагается ее модифицировать путем учета зависимостей V_f , T_f , T_r от режима. МПМ служит для уточненных численных расчетов простых схем в системе MathCAD. Эквивалентная схема остается прежней (рис. 1). Выражения для $I_f(U_e)$, $I_r(U_c)$, $C_e(U_e)$, $C_c(U_c)$, приведенные ранее для ПМ, также не изменяются, но учитываются зависимости V_f , T_f , T_r от токов. Зависимость $V_f(I_f)$ имеет максимум. Для нее имеется хорошая аппроксимация

$$V_f(I_f) = \frac{V_{fmax}}{1 + V_{f1} \times \left(\ln \left(\frac{I_f + 10^{-6}}{B_{f2}} \right) \right)^2}$$

Чтобы аргумент логарифма был всегда положительным, даже при малых отрицательных I_f здесь и далее к числителю логарифма добавляется число $1e-6$, заведомо большее I_s (минимального значения I_f). Параметры V_{fmax} , V_{f1} , B_{f2} легко рассчитываются с помощью блока Given-Minerr в MathCAD по справочной характеристике $H_{fe}(I_c)$ (рис. 4). Статические параметры I_s , N_f , N_r , B_r , R_b , R_c рассчитываются также с помощью блока Given-Minerr по справочным характеристикам $U_{be}(I_c)$ и $U_{ce}(I_c)$ (рис. 5), как для ПМ, но с учетом $V_f(I_f)$. Аналогично определяются параметры C_{je} , V_{je} , M_{je} , C_{jc} , V_{jc} , M_{jc} по справочным характеристикам $C_{ib}(U)$, $C_{ob}(U)$. Чтобы получить $T_f(I_f)$, рассчитаем T_f для нескольких значений I_c с помощью КЛМ (см. ранее выражения для T_{rr} и T_{fr} по справочным $T_{rs}(I_c)$ и $T_{fl}(I_c)$). Полученная характеристика имеет минимум и аппроксимируется выражением

$$T_{fi}(I_f) = T_{fmin} \times \left[1 + T_1 \times \left(\ln \left(\frac{I_f + 10^{-6}}{T_2} \right) \right)^2 \right]$$

Параметры T_{fmin} , T_1 , T_2 определяются также с помощью блока Given-Minerr по рассчитанной характеристике $T_{fi}(I_f)$. Это интегральное значение T_{fi} может использоваться в КЛМ, когда во время переключения оно постоянно. При анализе по нелинейной модели (МПМ) нужно использовать дифференциальные зна-

чения $T_{fd}(I_f) = dQ_f/dt = d(T_{fi} \cdot I_f)/dt$. Откуда получаем

$$T_{fd}(I_f) = T_{fmin} \times \left[1 + T_1 \times \left(\ln \left(\frac{I_f + 10^{-6}}{T_2} \right) \right)^2 + 2 \times \ln \left(\frac{I_f + 10^{-6}}{T_2} \right) \right]$$

Чтобы получить $T_r(I_r)$, рассчитаем T_{re} для нескольких значений I_c с помощью КЛМ (см. ранее) по справочной характеристике $T_s(I_c)$. Эта характеристика (T_{re}) имеет минимум и аппроксимируется выражением

$$T_{ri}(I_r) = \frac{T_{rmax}}{1 + W_1 \times \ln \left(\frac{I_r + 10^{-6}}{W_2} \right)^2}$$

Для каждого I_c рассчитывается (приблизительно)

$$I_i = B_r \times \frac{I_{b1} \times H_f(I_{c_i}) - I_{c_i}}{1 + B_r + H_f(I_{c_i})}$$

Параметры T_{rmax} , W_1 , W_2 рассчитываются по T_{re} . Дифференциальные значения $T_{rd}(I_r) = dQ_r/dt = d(T_{ri} \cdot I_r)/dt$. Откуда получаем (см. формулу внизу страницы).

В выражениях для $C_e(U_e)$ и $C_c(U_c)$ (см. ПМ) теперь нужно использовать $T_{fd}(I_f(U_e))$ и $T_{rd}(I_r(U_c))$. Определенные таким образом параметры МПМ для TIP41B имеют следующие значения: статические: $I_s = 10.8nA$, $N_f = 1.59$, $N_r = 2$, $B_{fmax} = 150$, $B_{f1} = 0.7$, $B_{f2} = 0.235A$, $B_r = 0.281$, $R_b = 0.947$, $R_c = 0.112$; динамические: $T_{fmin} = 16.2n$, $T_1 = 0.253$, $T_2 = 0.977$, $T_{rmax} = 7370n$, $W_1 = 0.072$, $W_2 = 0.86mA$, $C_{je} = 0.22n$, $V_{je} = 0.33$, $M_{je} = 0.275$, $C_{jc} = 0.126n$, $V_{jc} = 0.217$, $M_{jc} = 0.196$.

Настоящая модель позволяет достаточно точно рассчитать статические ВАХ как для области насыщения, так и для активной нормальной области (в отличие от ПМ и КЛМ), а также коммутационные процессы при не очень большом запирающем токе базы ($I_{b2} < I_c/2$). Результаты численного интегрирования в MathCAD для транзисторного ключа с применением МПМ с этими параметрами приведены в графе МПМ таблицы 2. Ошибки расчетов по этой модели значительно меньше, чем для предыдущих.

Модель Гуммеля-Пуна (ГПМ) является основной моделью биполярных транзисторов в системе PSpice. Она учитывает зависимости $V_f(I_f)$, $B_r(I_r)$, $T_f(I_f, U_c)$, причем параметры этих зависимостей можно определить в PSME, они приводятся в библиотечных моделях. Модель позволяет также учесть эффекты модуляции сопротивлений базы и коллектора,

однако в библиотечных моделях они не приводятся, и определить их в PSME нельзя. Как уже отмечалось ранее, значения параметров библиотечных моделей не позволяют достаточно точно рассчитать характеристики типовых транзисторов, которые приводятся в справочниках (возможно, они даны для других экземпляров транзисторов). Например, применение библиотечной модели транзистора TIP41B при расчете статических характеристик $V_f(I_c)$, $U_{ce}(I_c)$ дает результаты, близкие к справочным, однако расчетная $U_{be}(I_c)$ существенно отличается от справочной (при больших токах). Особенно велики различия расчетных и справочных динамических характеристик $T_{rs}(I_c)$, $T_s(I_c)$, $T_{fl}(I_c)$, как это видно в графе ГПМ_Б таблицы 2. Подобные результаты получаются и для других типов транзисторов. Поэтому библиотечные значения параметров модели обычно мало пригодны даже для ориентировочных расчетов (во всяком случае, их нужно проверять), и пользователь должен уметь определять параметры модели по типовым характеристикам (или для своего экземпляра транзистора по экспериментальным характеристикам).

Рассмотрим методику определения параметров PSpice модели (ГПМ) по названным ранее справочным характеристикам с помощью PSME. Определение статических параметров и параметров емкостей (в первых шести окнах PSME) затруднений не вызывает. Желательно вводить не менее четырех точек каждой характеристики. Расчетные характеристики вместе с заданными точками выводятся на графиках. Во втором окне определяется параметр, который влияет на наклон коллекторных ВАХ в активной области. Для ключевых (импульсных) транзисторов этот эффект не очень важен, к тому же требуемая для этого проводимость в справочниках не приводится, поэтому второе окно можно пропустить. Трудности возникают при определении T_r в седьмом окне. В ГПМ T_r считается постоянным (в отличие от МПМ), а зависимость T_s от тока учитывается зависимостью V_f от тока, поэтому при определении T_r пересчитываются параметры окна 4. Возможно, из-за этого трудно добиться совпадения введенных точек и расчетной кривой в окне 7. Приходится менять ограничения на некоторые параметры, например, для TIP41B подобрано $I_{kg_max} = 0,15 A$, которое нужно задать в соответствующем столбце максимальных значений. Однако даже при хорошем совпадении точек и кривой в окне 7 расчет T_s на PSpice в типовой схеме ключа дает сильно завышенные значения. Поэтому рекомендуется задавать значения T_s примерно на 20% меньше действительных (справочных). Еще сложнее определяются параметры зависимости $t_f(I_c, U_c)$ в окне 8. Здесь нужно

$$T_{rd}(I_r) = \frac{\left(1 + W_1 \times \ln \left(\frac{I_r + 10^{-6}}{W_2} \right) \right)^2 - 2 \times W_1 \times \ln \left(\frac{I_r + 10^{-6}}{W_2} \right)}{\left(1 + W_1 \times \ln \left(\frac{I_r + 10^{-6}}{W_2} \right) \right)^2} \times T_{rmax}$$

задать точки характеристики $Ft(Ic)$, которая в справочниках обычно не приводится, однако для многих транзисторов, в том числе для TIP41B (см. табл. 1), даются зависимости времен $Td(Ic)$, $Trs(Ic)$, $Ts(Ic)$, $Tfl(Ic)$. Предлагается два метода определения параметров Tf , Xtf , Itf , Vtf зависимости $tf(Ic, Uc)$ по справочным $Trs(Ic)$ и $Tfl(Ic)$. В первом методе $Ft(Ic)$ определяется по зависимости $Tfd(Ic)$, полученной ранее для МПМ:

$$Ft(Ic) = \frac{1}{2 \times \pi \times Tfd(Ic)}$$

Точки этой характеристики записываются в соответствующую таблицу окна 8. Параметр Vtf влияет на зависимость $tf(Ic, Uc)$ от напряжения. Для низковольтных транзисторов (100 В и меньше) ее можно не учитывать, для чего значение Vtf нужно взять больше напряжения питания (или равным максимальному в PSME) и сделать его неактивным (или зафиксировать). Полученные таким образом параметры ГПМ следующие: IS=1.0195p BF=152.4 VAF=500 IKF=1.72 ISE=8.65p NE=1.46 BR=19.98 VAR=100 IKR=99.9m ISC=1.1525p NC=2.0384 NK=.57744 RB=.978 RC=98.6m CJE=213.16p VJE=.4197 MJE=.287 CJC=119.69p VJC=.35 MJC=.2 TFE=15.654n XTF=4.177 VTF=100k ITF=95.4 TR=104n.

К сожалению, добиться хорошего совпадения введенных точек и расчетного графика на восходящей ветви $Ft(Ic)$ не удается (по-видимому, PSME разработана для маломощных транзисторов). Поэтому результаты проверочных расчетов $Trs(Ic)$ и $Tfl(Ic)$ на малых токах получаются существенно заниженными по сравнению со справочными (см. графу ГПН_Е в табл. 2). Очевидный недостаток рассмотренного метода — необходимость проведения расчетов в другой системе. Поэтому предлагается второй метод определения параметров Tf , Xtf , Itf , Vtf по справочным $Trs(Ic)$ и $Tfl(Ic)$ с применением пакета PSpice Optimizer (PSO), который входит в систему OrCAD [2]. Как и ранее, в первых семи окнах PSME определяются соответствующие параметры модели. Для низковольтных транзисторов параметру Vtf присваивается большое значение, а остальные три параметра задаются в тексте модели варьируемыми: $Tf=\{Tf\}$, $Xtf=\{Xtf\}$, $Itf=\{Itf\}$. В пакете системы создается схема, состоящая из четырех схем транзисторных ключей с различными резистивными нагрузками, соответствующими токам насыщения 0,1 А, 0,6 А, 1 А, 6 А. В списке оптимизируемых параметров указываем начальные и текущие значения параметров: $Tf=20n$ (приблизное значение из ПМ), значения $Xtf=10$, $Itf=10$ из PSME по умолчанию. Далее в окне Pspice меню вызывается (Run Optimizer) пакет PSO и в окне редактирования вызывается спецификация (условия оптимизации). В появившемся окне для данного параметра спецификации указываются имя (например, Tr1), вес (1), условия (внутренняя), желаемое значение (430n), допуск (43n), вид анализа (Tran), адрес файла анализа (с расширением .sim или .cir). В последней графе указывается, какая функция рассчитывается

(risetime(ic(Q1)) — время нарастания тока коллектора первого транзистора, то есть при токе насыщения 0,1 А). Подобные условия задаются для всех оставшихся трех времен нарастания и четырех времен спада. После этого возвращаемся в PSO и запускаем программу. В ходе оптимизации показываются текущие значения оптимизируемых параметров схемы, оптимизируемых параметров модели транзистора и ошибка. Результаты оптимизации приведены в графе ГПМ_О таблицы 2. Полученные значения параметров модели следующие: $Tf = 18n$ $Vtf = 300$ $Xtf = 1.17$ $Itf = 17.97$. Остальные параметры ГПМ прежние. Результаты оптимизации зависят от начальных приближений для параметров модели, от весовых коэффициентов, от допусков на параметры схемы. Поэтому для уменьшения ошибки можно сделать несколько расчетов для различных начальных приближений и различных весовых коэффициентов.

Рассмотрим теперь модели и методику определения параметров их высоковольтных транзисторов на примере транзистора MJ16110. Главной особенностью высоковольтных транзисторов является эффект динамического насыщения. При включении транзисторного ключа этот эффект сказывается в затягивании процесса включения при малых напряжениях. В справочниках обычно указываются значения коллекторного напряжения при включении в определенном режиме для нескольких моментов времени (например, для MJ16110 приведено $Uce(1u) = 6$ В, $Uce(2u) = 3$ В при $Ic = 10$ А, $Ib1 = 1$ А). В моделях транзистора этот эффект учитывается в зависимости параметра Tf от напряжения. ПМ рассматривать не будем, так как в ней параметр Tf постоянен. Параметры КЛМ определяются так же, как и для низковольтных транзисторов (см. пример транзистора TIP41B). Таким образом, для высоковольтного транзистора MJ16110 определены параметры КЛМ: $Veo = 0.652$, $Ri = 0.202$, $Vso = 0.07$, $Ro = 0.023$, $B = 16$, $Br = 1.033$, $Cea = 4.62n$, $Csa = 1.12n$, $Tfr = 27n$ $Trp = 2660n$. Статические параметры определялись по статическим входным и выходным характеристикам, а динамические (Tfr и Trp) — по временам переключения (см. табл. 3) для ключа с резистивной нагрузкой в режиме $Vcc = 250$ В, $Ic = 10$ А, $Rl = Vcc/Ic$, $Ib1 = 1$ А, $Ib2 = 2$ А. Для учета динамического насыщения введем зависимость:

$$Tf = if \times (Uc < - Vceo, Tfr, Tfr \times Xt)$$

Здесь параметры модели $Vceo$ и Xt определяются из справочных данных по динамическому насыщению $U1 = Uce(t1)$, $U2 = Uce(t2)$. Для их расчета составим дифференциальные уравнения для включения ключа с резистивной нагрузкой (см. выше) и проинтегрируем их приближенно от нуля до $t1$ и от $t1$ до $t2$. В результате получаем два алгебраических уравнения, откуда определяем $Vceo = 9,06$ В и $Xt = 117$. Однако при таком определении параметров расчетная кривая $Uce(t)$ идет в основном ниже точной, поэтому проще задать некоторым значением $Vceo$ больше 9,06,

но меньше 0,1.Vcc, например 0,05.Vcc, и считать Xt из:

$$\frac{Vcc \times t2}{Rl \times B} - \frac{Vceo + U2}{2 \times Rl \times B} \times t2 - \left(Cca + \frac{Tfr \times Xt}{Rl} \right) \times (U2 - Vceo) = Ib1 \times t2$$

Необходимо теперь скорректировать Trp , так как увеличение Tfr в Xt раз приводит к большому увеличению времени задержки выключения. Новое значение Trp можно рассчитать из уравнения

$$(Trp + Tfr \times Xt) \times Br \times \ln \left(\frac{Ib1 + Ib2}{Ib2 + \frac{Ice}{B}} \right) + \frac{(Tfr \times Xt \times Ic + Cca \times Vcc) \times Uo \times B}{Vcc \times (Ic + Ib2 \times B)} = Ts$$

Таким образом получено $Vceo = 0,1.Vcc/2 = 12,5$ В, $Xt = 75,7$, $Trp = 844n$. Результаты расчета по КЛМ приведены в таблице 3. Более точно динамическое насыщение можно учесть в МПМ, введя зависимость Tf от напряжения непрерывной функцией, например $Tfd(Ic) \cdot (1 + Xt \cdot \exp(Uc/Vtf))$.

Таблица 3. Времена переключения транзистора MJ16110

	Td, нс	Trs, нс	Ts, нс	Tfl, нс	Uce (1 мкс), В	Uce (2 мкс), В
Справ.	15	330	800	110	6	3
КЛМ	44	336	940	104	8	2,6
ГПМ_Б	40	497	600	153	15,8	7
ГПМ_О	55	330	804	136	5,7	2,7

Рассмотрим теперь учет динамического насыщения в ГПМ. Расчет на PSpice времен переключения для ключа на MJ16110 по библиотечной модели дает большие ошибки (см. графу ГПМ_Б в табл. 3), поэтому определим параметры ГПМ сами. По справочным характеристикам во всех (кроме последнего) окнах PSME определим параметры ГПМ. Для расчета параметров Tf , Vtf , Xtf , Itf , в которых можно учесть динамическое насыщение, воспользуемся программой PSO системы OrCAD (см. ранее). Так как параметр Tr с помощью PSME определяется по Ts плохо (особенно для высоковольтных транзисторов), то включим Tr в список искоемых параметров. В тексте модели обозначим эти параметры как варьируемые. В графическом редакторе создадим схему ключа с указанными выше параметрами и зададим начальные приближения $Tf=30n$ (из КЛМ), $Vtf=3$ (малое значение!), $Xtf=10$, $Itf=10$ (по умолчанию). При определении этих параметров воспользуемся справочными данными Trs , Tfl , Ts , $Uce(1u)$, $Uce(2u)$ (см. табл. 3). Для этого в окне «Спецификация редактора PSO» для каждого искомого параметра указываем его имя, величину, допуск, обозначение вычисляемой функции, например Trs , 330n, 30n, risetime(Ic(Q1)) или $U1$, 6, 0,6, YatX(V(Q1;c),1u). Полученные в результате оптимизации значения искоемых параметров переносим в текст модели транзистора и про-

водим моделирование схемы ключа на PSpice. Итак, получаем:

```
.MODEL MJ16110 NPN IS=16.932E-12 BF=50.96 VAF=1.E6
+ IKF=10.234 ISE=3.6577E-9 NE=1.569 BR=9.928 VAR=1.E9
+ IKR=10.E-3 ISC=256.41E-12 NC=1.6639 NK=.54291
+ RB=.26863 RC=64.148E-3 CJE=8.996E-9 VJE=.35 MJE=.33668
+ CJC=1.E-9 VJC=.35 MJC=.47185 TR=3.6u; 64.574E-6
+ TF=32n XTF=3.47 VTF=2.25 PTF=0.106
```

Результаты моделирования схемы ключа с этой моделью приведены в графе ГПМ_О таблицы 3. Большая ошибка при расчете T_d (как и для других моделей), возможно, связана с ошибкой в справочном значении T_d . Остальные результаты расчетов по ГПМ_О удовлетворительные.

Заключение

Предложенная методика позволяет применять КЛМ для приближенных расчетов схем как с низковольтными, так и высоковольтными транзисторами.

Обнаружено занижение времен переключения с использованием ГПМ в пакете PSpice при малых токах.

Выявлен недостаток пакета PSME, не позволяющего определять динамические параметры ГПМ по временам переключения транзисторного ключа.

Предложена методика определения динамических параметров ГПМ как низковольтных,

так и высоковольтных транзисторов по справочным временам переключения с помощью пакета PSpice Optimizer в среде OrCAD.

Литература

1. Дьяконов В. П. MathCAD 8/2000: Специальный справочник. СПб: Питер. 2000.
2. Разевиг В. Д. Система проектирования OrCAD 9.2. М.: Солон-Р. 2001.
3. Носов Ю. Р. и др. Математические модели элементов интегральной электроники. М.: Сов. радио. 1976.
4. Motorola Bipolar Power Transistor Data DL111/D REV 7.