

Высоковольтная СВЧ GaAs гетероэлектроника: от идеи к реальности

Виктор Войтович, Александр Гордеев (г. Ульяновск)

Материал предназначен для разработчиков СВЧ полупроводниковых приборов, а также специалистов ОАО «РТИ Системы», ОАО «Концерн ПВО «Алмаз-Антей», ОАО «Концерн «Созвездие», ОАО «Концерн «Вега», ОАО «Орион». Авторы надеются, что высказанные идеи заинтересуют представителей российского бизнеса, готовых принять инновационность проекта.

подавляющее большинство разработчиков активных СВЧ полупроводниковых (п/п) приборов считают, что максимальные рабочие напряжения, например, HBT-, HEMT-, MESFET- и МОП-приборов, ограничены десятками вольт, другими словами, речь идёт о низковольтной гамме приборов.

В СВЧ приёмных устройствах и, особенно, в беспроводной связи данное утверждение, вероятно, не подлежит обсуждению. В п/п передающих СВЧ устройствах такая позиция сомнительна. Подобные суждения возникают не на пустом месте: не от хорошей жизни изобретены многотысячные сумматоры мощности на АФАР (кстати, западные разработчики, поняв, что бесконечное множество АФАР-ячеек – путь тупиковый, начали сокращать количество этих элементов). В результате возникает вполне логичный вопрос – как решить проблему нелинейных искажений и, как следствие, громоздких каналов обратной связи? Каким образом увеличить КПД и коэффициент усиления мощности? И, в конце концов, как видоизменить в лучшую сторону зависимость $\rho \sim 1/f^2$, а также, почему бы не сделать двухтактный усилитель или фазоинвертор вместо балансового усилителя, пусть даже в диапазоне до 3,0 ГГц и более с удвоением мощности и практическим отсутствием искажения мощности? Как конвертировать неравенство $f_{\max} < f_T$ в неравенство $f_{\max} > f_T$? Собственно, и закон Ома никто не отменял.

Хорошо известно, что в СВЧ-технике широко используются кремниевые биполярные и LDMOS-транзисторы преимущественно в диапазоне частот до 1,0–1,5 ГГц. GaAs и 4H-SiC MESFET с успехом используются в L- и S-диапазонах. GaAs, GaN, InP HEMT и HBT – в более ВЧ-диапазонах. При всей увлечён-

ности «гексагональными» 2D электронными GaN, 6H-SiC структурами с их непредсказуемостью вблизи максимальных напряжений стока, необходимо помнить, что переход от дальнего СВЧ в терагерцовую ближнюю зону (0,5...2,0 ТГц) будет осуществляться на «кубических» с алмазоподобной симметрией кристаллах GaAs, InP и 3C-SiC или других кубических политипах SiC.

Предлагаемый авторами статьи проект «Высоковольтная GaAs-электроника» имеет три составляющие:

1. ЭКБ силовой электроники;
2. Волновая (квантовая) электроника (СВЧ, терагерцовая, инфракрасная);
3. Функциональная (солнечная энергетика, магнитоэлектроника, лазерная техника, пси-электроника, нано-МЭМС и др.).

В процессе проводимых в рамках проекта исследований были созданы COOL-диоды и будут ещё созданы новые физические модели полупроводниковых GaAs-приборов, до этого не существовавшие в природе. Именно эти разработки серьёзно потревожат динамику развития мирового рынка электроники в целом. Ко вновь образуемому классу, кроме COOL-диодов, можно отнести высоковольтные (>600 В) диоды пикосекундного переключения с остаточными прямыми напряжениями <0,5 В, и гораздо более высокочастотные IGBT и MOSFET, и новые MOSFET² (по частотным характеристикам вряд ли уступающие HEMT в X- и Q-диапазонах, но превосходящие их на порядок по величине высокочастотного произведения $I \times U$), и «реактивные транзисторы» – «спящий» СВЧ-усилитель вплоть до X-диапазона с «железнодорожным» напряжением питания, и антиподы диодов Шоттки на Si и SiC (более быстрые и на порядок более надёжные), и ЛПД (лавинно-про-

лётные транзисторы) с управлением, и новые транзисторы Ганна, которые, по сути дела, уже созданы в Томске [1].

Возможности проекта велики в области 2...5 В терагерцовых приборов на H-GaAs, а также в инфракрасной невидимой области, включая биоэлектронику, сопряжённую с приёмо-передачей квантовой системы – человек, выступающий как в роли передающей, так и в роли приёмной инфракрасной системы.

Особое значение отводится n-МОП и K-МОП со способностью производительно обрабатывать сигнал не только в дальнем СВЧ-диапазоне (до 300–500 ГГц), но и в ближнем терагерцовом диапазоне (0,5...5 ТГц), что, конечно, важно для ведомства МЧС и для национальной безопасности в целом.

Вопреки непониманию в ОАО «РОСНАНО» (ID-2117), проект набирает обороты, национальные очертания и международный статус. В целом авторами статьи сформулирована абсолютная необходимость воплощения в жизнь в России новой мировой электронной отрасли, которая в первом приближении схематично выглядит следующим образом:

- *металлургия особо чистого моно-GaAs Ø150 мм.* Россия практически готова запустить данный проект: Институт общей и неорганической химии РАН (Москва); ФГУП «Гиредмет» (Москва); подразделения Министерства обороны РФ в г. Камбарка (Удмуртия), п. Горный (г. Саратов); Минпромторг;
- *жизненно необходимая ЖФЭ (LPE) этикетка i-слоев GaAs* с достижением предельных (объёмных) электрофизических свойств монокристаллов GaAs: базовые партнёры в Калуге, Зеленограде, очнувшиеся от пут «карбидизации» в Санкт-Петербурге, вероятные партнёры в Томске и за рубежом. Уже начаты работы по созданию мощного международного сектора LPE-технологии на p+ и на n+ подложках;
- *ЭКБ силовой электроники:* диоды 4 классов с быстродействием от 10 нс (1200 В, 250°C) до пикосекундного диапазона, ЛПД (лавинно-пролётные

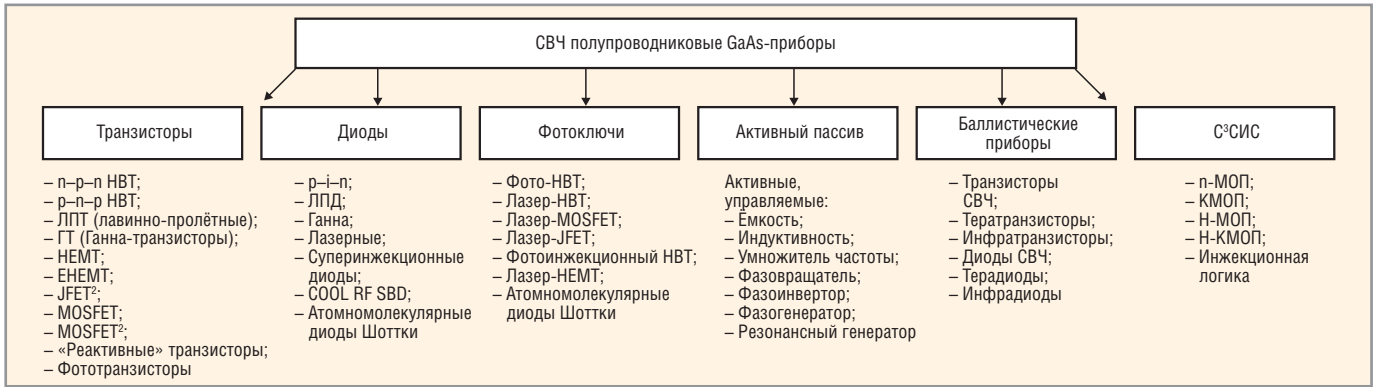


Рис. 1. Структурная схема H-GaAs СВЧ-приборов

диоды) до пико- и субпикодиапазона COOL RF SBD, тиристоры (GTO, SIT, MCT, ETO) 1200 В, 0,3...0,5 МГц; IGBT – 1,0 МГц; MOSFET², JFET² – 10...20 МГц;

• волновая, в т.ч. высоковольтная для L-, S- и X-диапазонов, электроника в диапазоне частот 0,5–2000 ГГц (0,5×10⁻³...2,0 ТГц) с возможностью вплоть до 300 ТГц (на безлавинном пролёте), с длиной канала GaAs ≤ 4 нм (имеется информация, что в США созданы 10 нм GaAs-приборы). Фактически это твердотельный аналог ЛБВ;

• функциональная электроника: промышленная солнечная энергетика с более «дешёвым» по сравнению с кремнием КПД до 40%, серными лампами солнечного безэлектродного свечения (не путать с мерцающими LED, неблагоприятными для человеческого зрения), которые необходимы в северных регионах для создания аграрного сектора с круглогодичным освещением; интереснейшая сфера магнито- и оптической электроники, пси-электроника (упомянутая выше) на частотах, приближающихся к 300 ТГц;

• энергосберегающие системы, силовые преобразователи на ЭКВ силовой электроники с потенциальным рынком к 2030 г. до \$300 млрд (в условиях истощения углеводородов), с креном к созданию гигаваттных солнечных, атомных, ветряных и водородных мощностей;

• системы СВЧ-диапазона: АФАР, ЦАФАР, широкополосная связь, РЭП, телеметрия, GPS, GSM, телекоммуникации, цифровые системы терадиапазона, картография и зондирование поверхности с рынком к 2030 г. до \$0,5 трлн и более.

Одной из важнейших составных частей представляемого проекта является высоковольтная H-GaAs СВЧ-электроника.

На рисунке 1 показана структура СВЧ-приборов на основе H-GaAs, а на рисунке 2 представлен частотный диапазон основных продуктов проекта.

Опираясь на данные рисунка 2, можно достаточно смело сделать вывод: возможности H-i GaAs СВЧ-электроники до 2030 г. практически неисчерпаемы. В природе нет пока материалов (Ge, Si, SiC, GaN, InP, C (алмаз), BN, AlN и др.), которые позволили бы создать такой широкий спектр приборов (см. рис. 1 и [2]).

В рамках описываемого проекта авторы ведут активную популяризацию изложенных идей по i-GaAs силовой электронике [3], [4], [5] и [6] и первых деталей по высоковольтным H-i GaAs СВЧ-приборам.

Настало время представить HBT i-GaAs.

Часть 1. P-n-p H-i GaAs HBT

Рассмотрим возможности p-n-p и n-p-n высоковольтных СВЧ GaAs HBT. На примере Si биполярных СВЧ известно, что по соотношению частота/мощность p-n-p приборы являются как бы второсортными по сравнению с n-p-n СВЧ-транзисторами. Так, лучшие Si p-n-p имеют $f_T < 1,0$ ГГц при максимальных напряжениях коллектор-база 50...60 В. В i-GaAs несколько иначе (хотя, казалось бы, подвижность электронов в GaAs выше в 10–15 раз подвижности дырок). В L- и S-диапазонах возможности p-n-p и n-p-n H-GaAs высоковольтных транзисторов почти идентичны, разница начинает проявляться в X-диапазоне в пользу n-p-n HBT.

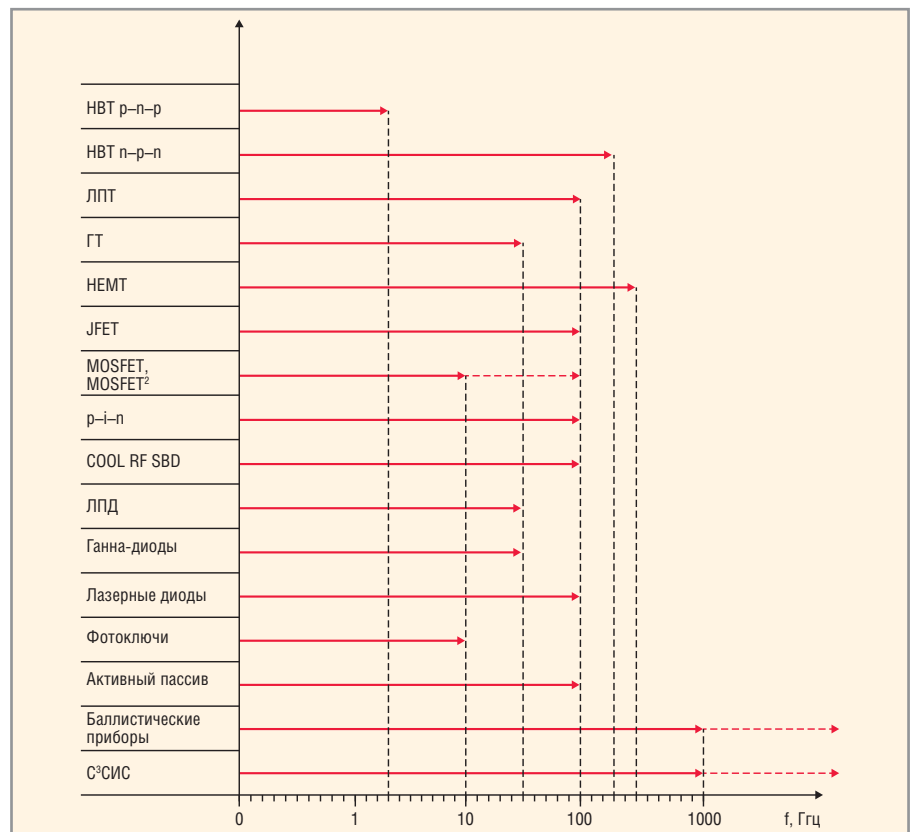


Рис. 2. Граничные частоты H-i GaAs-приборов

10÷50 мкм	p-GaAs(Zn); $1\div3 \times 10^{19} \text{ см}^{-3}$; d_{p3}^*
	p-Al _{0,6} Ga _{0,4} As(Zn); $1,0\div2,0 \text{ мкм}$; $1\div3 \times 10^{17} \text{ см}^{-3}$
	n-GaAs(Si); $0,2\div0,5 \text{ мкм}$; $1\div5 \times 10^{17} \text{ см}^{-3}$
	n-GaAs(Si) $<10^{19} \text{ см}^{-3}$
	i-GaAs(Si, Zn, O ₂) $\sqrt{2,21} \times 10^{11} \text{ см}^{-3}$
	p-GaAs(Si, Zn) $<10^{14}$
p-p-GaAs(Zn); $15\div40 \text{ мкм}$; $10^{14}\div10^{19} \text{ см}^{-3}$	
p-GaAs(Zn); 300 мкм ; $3 \times 10^{19} \text{ см}^{-3}$	
* d_{p3} подбирается расчётным путём	

Рис. 3. P-n-p СВЧ AlxGa1-xAs/GaAs HBT



Рис. 4. Обратная характеристика коллектор-база перехода i-GaAs HBT p-n-p типа

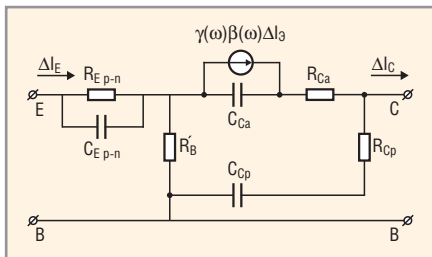


Рис. 5. Простейшая модель 4-полюсника на примере кремниевого СВЧ биполярного транзистора с общей базой

Исходя из этого рассмотрим «тихоходный» p-n-p HBT: реализовать следующие характеристики i-GaAs p-n-p HBT в L-диапазоне в сравнении с кремнием (см. таблицу).

Экспериментальная структура p-n-p HBT, созданная усилиями авторов статьи и специалистов ООО «Мега-Эпитех» (г. Калуга) представлена на рисунке 3, а пробивное напряжение коллектор-база указанной структуры показано на рисунке 4.

К особенностям данной структуры можно отнести следующее:

- исключительно высокая ОБР с прекрасной возможностью усиления при

$U_{CE} = 300 \text{ В}$, что является следствием создания i-области с более высокой (в 2 раза) критической энергией лавинизации (до 2,7 эВ) дырок в i-зоне (по сравнению с электронами – 1,4 эВ);

- высочайшая эффективность эмиттера позволяет иметь высоколегированную n-базу (с $N_D > 5 \times 10^{18} \text{ см}^{-3}$) с очень низким «листовым» поперечным сопротивлением;
- встроенное ускоряющее электрическое поле в базе (несколько киловольт $\rightarrow E(x) \approx \frac{kT}{q} \ln N_{db}(x)$) вселяет надежду на преобладание дрейфового механизма пролёта носителей через базу над диффузионным ($\tau_b = \frac{W_b^2}{2Dp}$), вследствие чего можно прогнозировать, что $f_T \approx 1,0 \text{ ПГц}$ (600 В) будет значительно выше;
- ёмкость перехода коллектор-база колеблется в пределах 2...3 пФ/А;
- частотные свойства GaAs высоковольтных HBT (150...1200 В) целиком определяются исключительно временем пролёта (скоростью насыщения) через i-область, в X- и Q-диапазонах работоспособны только p-n-p HBT с напряжением питания 50 В, которые способны «качать» мощности в несколько раз большие, чем GaAs и GaN HEMT;
- очевидно, что K_p и η будут иметь несравнимо более высокие значения, вследствие чего прогнозируем $K_p > > 30 \text{ дБ}$, а $\eta > 85\%$;
- данные структуры очень чувствительны к световому потоку, поэтому возможно создание очень скоростных управляемых фемто-GaAs диодным лазером высоковольтных HBT-транзисторов, поскольку система AlGaAs/GaAs/i-GaAs (эмиттер-база-i-коллектор) является прекрасным фотоприёмником «родной» волны $\approx 0,81 \pm \Delta \text{ мкм}$ GaAs лазера с высоким квантовым выходом, т.е. эмиттер-база-коллектор «просвечиваются» насквозь и быстро реагируют по сравнению с кремниевыми тиристорами и транзисторами, а ЛПД-транзисторы на основе вышеупомянутых p-n-p

i-GaAs HBT и p-n-p i-GaAs HBT (о которых речь пойдёт далее) – это находка при конструировании управляемых ЛПД-транзисторов в СВЧ-диапазоне с гальванической развязкой.

Часть 2. i-GaAs p-n-p HBT КАК ЭКВИВАЛЕНТНЫЙ 4-ПОЛЮСНИК

(Модель абсолютно идентична и для p-n-p i-GaAs HBT)

В данном случае рассуждения и предположения отгадываются от того, что через активный 4-полюсник (GaAs HBT) проходит СВЧ электромагнитная волна: если в 1-й части рассматривалась «корпускулярная» модель транзистора, то сейчас – электромагнитная.

На рисунке 5 показана упрощённая простейшая модель 4-полюсника на примере кремниевого СВЧ биполярного транзистора с общей базой, где $R_{E p-n}$ – сопротивление перехода эмиттер-база при добротной инжекции; $C_{E p-n}$ – ёмкость перехода эмиттер-база; R'_B – модулированное инжекцией сопротивление базы; C_{Ca} – ёмкость перехода коллектор-база под эмиттером (активная ёмкость); C_{Cp} – ёмкость под пассивной базой; R_{Ca} – сопротивление высокоомного активного коллектора; R_{Cp} – сопротивление высокоомного пассивного коллектора.

Наличие ёмкости перехода коллектор-база приводит к возникновению ёмкостных токов в коллекторной и базовой областях. Под действием переменного напряжения $\Delta U_{EB}(t) = U_{EBm} \exp(j\omega t)$ из гетероэмиттера в область активной базы инжектируется переменный ток дырок $\Delta I_E(t) = I_{Em} \exp(j\omega t)$. До границы коллекторного перехода доходит ток, равный $\gamma_p(\omega)\beta_p(\omega)I_{Em} \exp(j\omega t)$. Проходя через коллекторную область, этот ток создаёт переменное напряжение, возникающее на коллекторном переходе $\Delta U_{Cp-n} \exp(j\omega t)$.

Поскольку $|U_{CB}| = |U_{C p-n}| + |U_{C ep}|$ где $U_{C ep}$ – падение напряжения в коллекторной области, примыкающее к p-n-переходу, то $U_{C p-n}(t) = U_{C p-n} \exp(j\omega t)$ будет всегда в противофазе с $\Delta U_{C ep}$. Это значит, что с ростом $|U_{C ep}|$ напряжение на переходе коллектор-база падает.

Другими словами, на границе перехода коллектор-база ток дырок коллектора, заряжающий ёмкость перехода коллектор-база, направлен противоположно току дырок, инжектированных с эмиттера и входящих через i-слой в коллектор.

Сравнительные характеристики i-GaAs p-n-p HBT и кремния в L-диапазоне

Наименование параметров транзисторов с идентичной частотой в L-диапазоне	Si p-n-p	HBT GaAs p-n-p
Максимальное напряжение коллектор-база U_{CB0} , В	60	600*
Максимальный постоянный ток в коллекторе, I_C , А	<5	>20
Статическое произведение $U \times I$ при $U_{CE} > 50 \text{ В}$, Вт	<2,5	>300
Граничная частота f_T , ГГц	$\leq 1,0$	$\geq 1,0$
Максимальная температура перехода, T_j , °C	150	250

* В диапазоне напряжений коллектор-база от 150 до 1200 В граничная частота GaAs HBT p-n-p типа находится в пределах 3,0...0,5 ГГц соответственно

Таким образом, приходим к выводу о наличии генератора тока в цепи коллектора, зависящего от частоты переменного сигнала:

$$\Delta I_{Cm} = \gamma(\omega) \times \beta(\omega) \times \Delta \bar{I}_E - \Delta \bar{I}_C$$

Поскольку цепочки $R_E \times C_{E\ p-n}$ и $R'_B \times C_{EB}$ очень малы и достигают значений в пределах $\tau = 10^{-11} \dots 10^{-12}$ с, то частотный прорыв составляющей $\gamma(\omega) \times \beta(\omega) \times \Delta \bar{I}_E$ в коллектор является исключительно безынерционным. Следовательно, генератор тока на переходе коллектор–база будет зависеть от постоянной цепочки $\tau = C_{C\ p-n} \times R_C$.

В предложенной гетероструктуре p-n-p транзистора, в силу того что C_C – всего несколько пикофарад, исключается в цепи коллектор–база 4-полосника цепочка $C_{Cp} \times R_{Cp}$ ($\tau = C_{Cp} \times R_{Cp} \rightarrow 0$). Следовательно, в цепи коллектор–эмиттер появится генератор тока, который будет зависеть от скорости срабатывания цепочек $R_E \times C_{E\ p-n}$; $R'_B \times C_{EB}$ и $C_{C\ p-n} \times R_{C\ p-n}$. В этом случае до подхода и пролёта основной массы дырочных носителей через ОПЗ i-область перехода коллектор–база будет наблюдаться импульсный бросок тока, ограниченный

только высоковольтным импедансом нагрузки, и далее появится второй бросок – за счёт пролёта массы дырочных носителей заряда. Эти броски первой и второй «гармоники» тока развязаны по фазе и времени, т.е. первая (ёмкостная) гармоника будет достаточно мощной и более высокочастотной, а за ней появится основная. Это удобно для выделения более сверхвысокочастотного сигнала. Следует напомнить, что таким способом в т.ч. можно генерировать огромную мощность на переходе коллектор–база путём смены фазы управляющего напряжения с частотой большей, чем время пролёта дырок в i-области, тогда дырки окажутся в ловушке, т.е. запертыми и умножаемыми в ОПЗ i-области.

Весь парадокс заключается в том, что уменьшение постоянной $C_{C\ p-n} \times R_C$ и без того очень малой, связано с ростом $U_{C\ p-n}$, т.е. $C_{C\ p-n} \sim 1/W_i$, при отсутствии роста R_C , где W_i – толщина i-слоя, а увеличение W_i приведёт к увеличению пробивных напряжений. Из приведённых формул и вышеуказанных предположений следует, что p-n-p НВТ транзистор на 1200...1500 В не будет уступать по частоте реактивной гене-

рации НВТ на 600 В при одной и той же конструкции эмиттера и базы. Это неплохо, ведь резко подсакивает K_p и η по реактивному сигналу.

И несколько слов о дополнительной разновидности генерации мощности. В связи с тем, что длина пролёта носителей заряда в i-области, т.е. в области пространственного заряда в переходе коллектор–база, имеет достаточно большую величину, появляется возможность манипулировать скоростью и, что важно, направлением пролёта носителей в ОПЗ путём изменения фазы, посредством полярности входного сигнала или его задержки. Фактически модулируется полярность напряжения на переходе коллектор–база. Следовательно, дробя длительность прохождения импульса через ОПЗ перехода коллектор–база i-области (к примеру, переворачивая его «половинку») или др. направление по фазе на π , мы получим два противоположных тока в цепи: вытекающий эмиттерный ток и вытекающий коллекторный ток, который будет выделять в импедансной нагрузке соответствующую мощность. Отсюда появляется возможность реализации соотношения $f_{max} > f_1$!

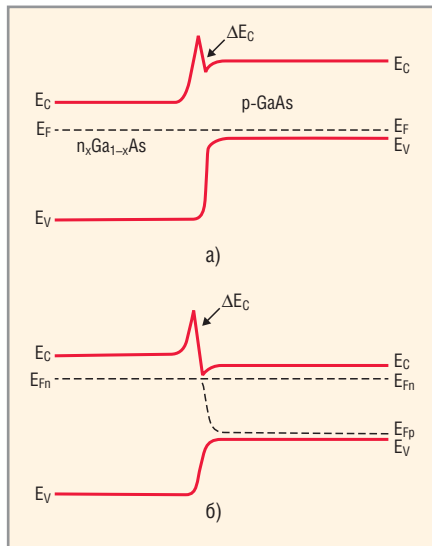


Рис. 6. Зонная диаграмма p-n гетероперехода в равновесии (а) и при прямом смещении (б)

Из вышесказанного следует, что в описываемых высоковольтных p-n-p (и n-p-n) СВЧ-транзисторах можно реализовать следующие функции: частотную, фазовую модуляцию, амплитудную модуляцию и умножение частоты, или каждую функцию в отдельности, или их сочетание.

В силу структурной однородности i-области, её кристаллографического совершенства и связанной с этим стойкости к лавинной ионизации, так же легко реализуется *напряжение переворота фазы базового тока*. Суть в следующем: создавая условия ударной ионизации в ОПЗ перехода коллектор-база, генерируются новые пары носителей заряда – электроны и дырки (умножаем пролётное количество носителей заряда). Неосновные носители из области лавинного умножения вытекают (возвращаются в базу). В этом случае вытекающий базовый ток компенсирует входящий (втекающий) ток базы, который уходит на поддержку прямого смещения перехода эмиттер-база и рекомбинационную потерю. Это значит, что при определённых условиях, т.е. при определённом напряжении U_{CE} , которое определяется из формулы:

$$U_{\alpha} = U'_{CB0} \sqrt[m]{\beta_{Cm}}$$

при этом $U'_{CE} \leq U_{\alpha}$,

$$\text{где } \beta_{Cm} = \frac{I_C}{I_E - I_C}, \text{ а } I_E - I_C = I_B$$

ток базы будет равным нулю.

Следовательно, при некотором значении U_{CE} (т.е. при равенстве втекающего из цепи управления и вытека-

ющего из ОПЗ токов базы) $\beta_{Cm} \rightarrow \infty$, $b_{21} \rightarrow \infty$ появляется возможность реализовать бесконечно большое усиление тока базы. С учётом того, что в НВТ ток базы очень мал, эта функция легко реализуется. При этом необходимо учитывать, что в данном случае мы имеем дело с абсолютно управляемым лавинно-пролётным транзистором с генерацией большой мощности без видимых усилий уровня управляющего сигнала и с гарантированной надёжностью транзистора.

Уместно отметить и тот факт, что вылетевшие из атомного седла генерируемые носители заряда (лавинно-умноженные носители), точнее, «горячие» носители, могут в принципе иметь скорость пролёта и выше, чем пролётные основные носители заряда, таким образом могут возникнуть условия манипуляции выделяемой энергией в импедансной СВЧ-нагрузке, т.е. выходной мощностью при $K_p \rightarrow \infty$!

А если уловить потенциальные условия ОЖЕ-усиления, что эквивалентно удвоенному ослаблению тока базы (энергия неосновных носителей, вытекающих из ОПЗ коллектор-база в базу, чрезвычайно велика и может вызвать умножение носителей заряда в базе), то это – новый генератор мощности, *управляемый ОЖЕ-лавинный генератор мощности*, что также приведёт к конвертированию соотношения $f_{max} < f_T$.

Часть 3. i-GaAs n-p-n НВТ

(Дополнительные физические возможности)

Допустим, мы создали конструктивно комплементарный вышеприведённому НВТ-n-p-n высоковольтный транзистор. В принципе, расчёт параметров СВЧ n-p-n НВТ GaAs высоковольтного транзистора мало чем отличается от вышеприведенного p-n-p транзистора. Но есть и очень интересная особенность, которая выявляется из следующих рассуждений и физических представлений.

Сравним зонные диаграммы гетероперехода эмиттер-база нашего высоковольтного n-p-n НВТ GaAs-транзистора в состоянии равновесия и прямого смещения (приведена в [7]). Из представленных данных на рисунках ба и бб следует, что при определённых условиях количество электронов в базе (p-базе) n-p-n транзистора может оказаться на один-два порядка больше, чем в гетероэмиттере n-типа.

В таком случае эмиттерный генератор (см. рис. 3) становится суперэффективным, т.е. его КПД генерации тока (инжектированных носителей) будет отличаться от стандартного ($\eta = 100\%$) и станет сверхэффективным (предположительно $\eta = 100...1000\%$). Это происходит вследствие явления суперинжекции в p-n гетеропереходах, открытого лауреатом Нобелевской премии физиком Ж.И. Алфёровым [8]. Получается, что $\gamma_E \neq 1$, а становится, предположим, $\gamma_E^* = 100$ (диодный усилитель) (*Прим. автора: описание механизма усиления/увеличения количества электронов в базовой области не является предметом данной статьи*). Тогда в реактивном 4-полюснике (см. рис. 3) генератор тока описывается новыми коэффициентами $\gamma(\omega)$ и $\beta(\omega)$, т.е. значение тока $\gamma(\omega) \times \beta(\omega) \times \Delta E$ становится просто огромным, а его быстроедействие – потрясающим. В силу того что цепочка $C_{C-p-n} \times R_C$ очень мала, на переходе коллектор-база можно ожидать экстремального резонансного значения мощности при гиперскоростных di/dt и dU/dt одновременно. Создание таких структур с суперинжекцией – абсолютно реально.

В дополнение к предыдущему пояснению на примере n-p-n легко управляемого транзистора к появлению СВЧ лавинного генератора тока в ОПЗ перехода коллектор-база можно добавить ещё одно теоретическое положение. Суть его состоит в том, что при «снятии» лавины управляющим током базы вследствие резкого снижения напряжения поля в i-слое возникает неравенство дрейфовых (пролётных) скоростей дырок и электронов. Если скорость электронов в GaAs даже в слабых полях чрезвычайно велика $\sim 2 \times 10^7$ см/с, то дрейфовая скорость дырок в слабом поле более чем на порядок ниже, чем у электронов. Это означает, что в нашем толстом i-слое дырки будут «стоячими» относительно электронов, т.е. они будут аккумулированы на время проходного импульса электронного тока коллектора, и их можно рассматривать как относительно неподвижный заряд за время пролёта электронов, как экстрагированных из базы, так и образованных лавинной инжекцией. Это значит, что появляются предпосылки новой модели ЛПД-генератора в ОПЗ коллектор-база и, следовательно, появится новая LC-постоянная и новый генератор отрицательного дифференциального сопро-

тивления. В заключение можно подчеркнуть, что у нас имеется как минимум ещё одна модель СВЧ ЛПД-генератора, а также может появиться гибридная модель «ЛПД-Ганна»-транзистора, как, впрочем, и транзистора Ганна с чрезвычайно высокой эффективностью – более 30%.

Всё вышесказанное говорит о потенциальном расширении схемотехнических возможностей в области СВЧ передающих устройств (АФАР, ЦАФАР, «упрощённой» широкополосной связи, РЭП и других устройств).

Особую ценность, возможно, имеет тот факт, что наряду с функциями ЧМ-, АМ-, ФМ-модуляциями, задержки, уменьшения частоты можно с успехом создавать двухтактные фазоинверторы на р-п-р/п-р-п комплементарных транзисторах и, что ещё более ценно, «привезти» низкочастотную (звуковую) двухтактную философию практического удвоения мощности на комплементарных р-п-р/п-р-п высоковольтных транзисторах с эффективным подавлением второй и третьей гармоник СВЧ-сигнала (при питании ± 220 , ± 110 и ± 50 В размах сигнала достигнет $|U| = 400$, 200 и 100 В – это не-

плохо при подаче на передающую антенну на летательном аппарате). Когда нет необходимости многотысячными ячейками «шлифовать» передающий волновой лепесток, можно ограничиться и десятками, и сотнями АФАР-ячеек, не нужно будет тогда и АФАР-«пирамида Хеопса» с огромной встроенной внутри тепловой СВЧ-«топкой» (не нужно забывать и фактор $T_{j\max}(\text{GaAs}) \geq 250^\circ\text{C}$).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В данной статье, как и в предыдущей [2], подчеркиваются исключительные возможности представленного авторами проекта для создания новой мировой электронной отрасли.
2. Показаны исключительные возможности создания высоковольтной СВЧ-электроники, которые, возможно, приведут к пониманию необходимости построения новых СВЧ-систем на «старых-новых» принципах.
3. Поскольку государству сейчас по тем или иным причинам пока не удаётся осознать значимость авторского проекта, возможно появится интерес у российского бизнеса.

ЛИТЕРАТУРА

1. Патент РФ 2361324 от 15.02.2008 г. «Полупроводниковый прибор с междолинным переносом электронов». Авторы Хан А.В., Вотропин С.Д. и др.
2. Войтович В.Е., Гордеев А.И. Идеи 60-х как материальная возможность перестроить мировую электронику XXI века. Современная электроника. 2013. № 3. С. 10–16.
3. Войтович В.Е., Гордеев А.И., Думаневич А.Н. Новые отечественные высоковольтные р-и-п GaAs диоды. Силовая электроника. 2010. № 2.
4. Войтович В.Е., Гордеев А.И., Думаневич А.Н. Si, GaAs, SiC, GaN-силовая электроника. Сравнение, новые возможности. Силовая электроника. 2010. № 5.
5. Войтович В.Е., Гордеев А.И., Думаневич А.Н. GaAs диоды для PFC, SMPS, UPS, IPM, Solar Invertors и замены синхронных выпрямителей. Силовая электроника. 2012. № 6.
6. Гордеев А.И. Энергосберегающие технологии в России – толчок инновациям. Регионы России. 2010. № 1–2 (45–46), январь – февраль.
7. Милнс А., Файхт Д. Гетероструктуры и переходы металл-полупроводник. Изд. «Мир». Москва. 1975.
8. Алфёров Ж.И. Физика и жизнь. Москва – Санкт-Петербург. «Наука». 2001. 