

# МОДУЛЯТОРЫ СИГНАЛОВ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

## ОСНОВНЫЕ КЛАССЫ

Передача данных по радиоканалу производится модуляцией параметров несущего колебания информационным сигналом. При передаче цифровой информации значения амплитуды и фазы колебания несущей частоты должны принимать дискретные значения в однозначном соответствии с информационной последовательностью. Формирование сигнала – существенно нелинейная операция. Диапазон изменения основных параметров формируемого сигнала велик, поэтому на мировом рынке множество сопоставимых моделей модуляторов. Повышение технических требований к системам передачи информации приводит к быстрому совершенствованию этих устройств. Попытаемся систематизировать современное состояние техники модуляторов СВЧ-диапазона в интегральном или микромодульном исполнении и оценить тенденции их развития.

### ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ И ПАРАМЕТРЫ СИГНАЛОВ

Управление амплитудой и фазой колебаний СВЧ-диапазона используется в системах телевизионного вещания, в радиотехнических устройствах для формирования несущего информационного сигнала, для электронного управления пространственным положением и формой радиолуча, для решения других задач обеспечения работы электронной аппаратуры [1].

Радиосигнал на выходе модулятора можно записать в виде

$$u(t) = U(t) \cos[\omega_0 t + \Phi(t)], \quad [1]$$

где  $U(t)$  – закон изменения амплитуды,  $\omega_0 = 2\pi f_0$  – несущая частота,  $\Phi(t)$  – отклонение фазы сигнала от линейного во времени закона. Классификация устройств модуляции параметров несущих колебаний приведена на рис.1. Управляемые фазовращатели и линии задержки играют роль модуляторов или являются базовыми узлами более сложных модуляционных устройств. Аналоговые фазовращатели, обычно выполненные на основе варикапов, позволяют изменять фазу несущего колебания на произвольный угол в пределах от единиц градусов до нескольких периодов. Дискретное управление фазой или амплитудой

Л.Белов, А.Голубков,  
А.Кондрашов, А.Карутин

при помощи быстродействующих ключей снижает погрешности установки заданных значений параметров модуляции.

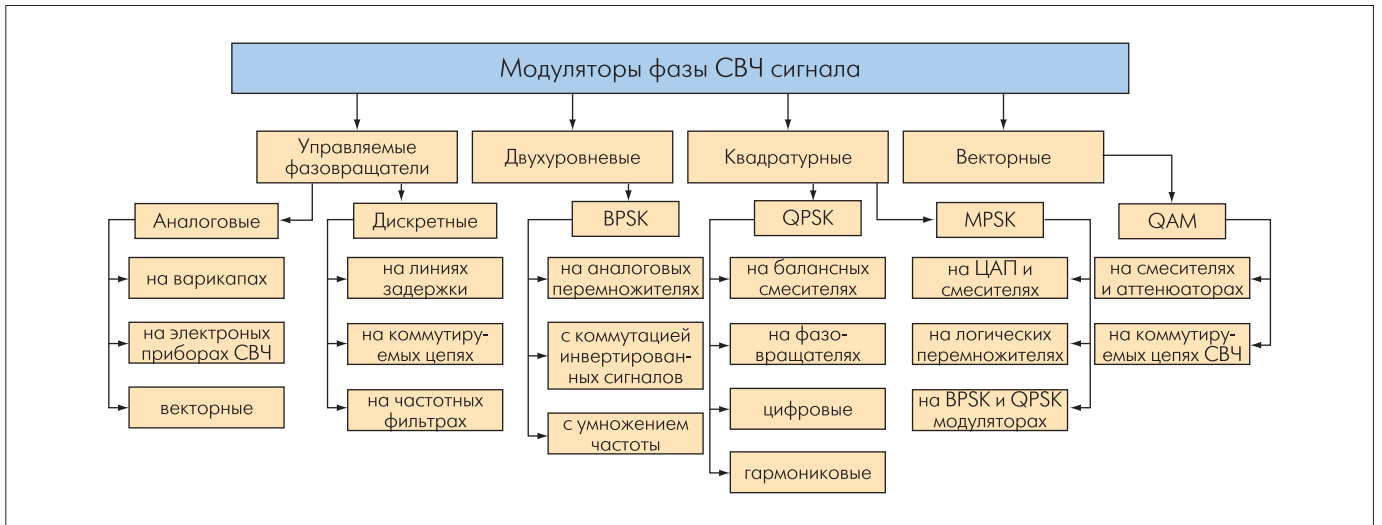
Для переноса дискретной информации на несущее колебание используются двухпозиционные (Binary Phase-Shift Keying – BPSK), многопозиционные (Multiple Phase-Shift Keying – MPSK), в частном случае четырехпозиционные (Quadrature Phase Shift Keying – QPSK) фазовые или векторные модуляторы, формирующие квадратурную амплитудную модуляцию (QAM) сигналов. Двухпозиционные модуляторы, как правило, функционируют на основе быстродействующих ключей, коммутирующих сигналы с исходной и смещенной фазой. Вариант модулятора BPSK с умножением частоты выполняет предварительную коммутацию сигналов с пониженной в целое число раз частотой, фазовый сдвиг которых в это же число раз меньше необходимого на выходе сдвига в  $180^\circ$ .

В квадратурном модуляторе (рис.2) используются два балансных смесителя  $S_m$ , на опорные порты которых подается четырехфазный ансамбль колебаний несущей частоты со значениями фазы  $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$  и  $270^\circ$ . В зависимости от порядка чередования фаз на входных портах смесителей и суммирования продуктов на выходе могут быть реализованы либо режим двухполосной модуляции (Double Sideband – DSB) с подавлением несущей, либо режим переноса базового спектра информационного сигнала на верхнюю (Upper Sideband – USB) или нижнюю (Low Sideband – LSB) боковые полосы частот. Структура квадратурного модулятора основана на представлении сигнала, определяемого уравнением (1), в виде разности двух амплитудно-модулированных колебаний:

$$u(t) = \sqrt{\frac{E}{T}} [I(t) \cos(\omega_0 t) - Q(t) \sin(\omega_0 t)], \quad [2]$$

где  $I(t)$  и  $Q(t)$  – квадратурные составляющие информационного потока  $s(t)$ ,  $E$  – энергия битовой посылки,  $T$  – длительность элементарной посылки.

Схема квадратурного модулятора DSB (рис.2а) содержит 3-дБ делитель мощности ДМ несущего колебания от генератора LO с поворотом фазы в каналах на  $90^\circ$ , два балансных смесителя  $S_m$ , формирующих квадратурные компоненты радиочастотного сигнала, и сумматор мощности СМ. Балластный ре-



**Рис. 1. Классификация модуляторов сверхвысоких частот**

зистор  $R_6$  обеспечивает правильное функционирование мостовой схемы ДМ. Схема, приведенная на рис.2б, преобразует полосу частот вверх (Up-conversion) с подавлением несущего колебания и зеркальной полосы.

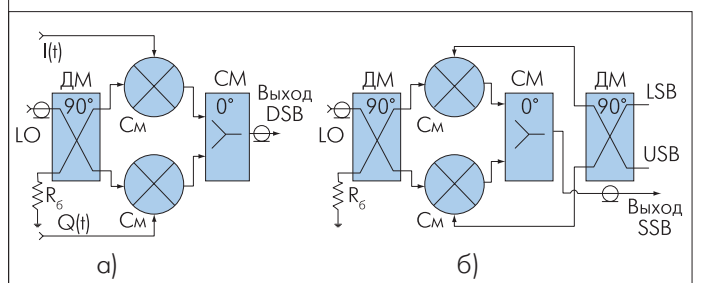
Традиционная архитектура устройств формирования модулированного радиосигнала предусматривает выполнение двух последовательных этапов: квадратурной фазовой модуляции DSB на промежуточной частоте и однополосного преобразования полосы частот вверх (Single Sideband – SSB). Прямые модуляторы СВЧ-диапазона выполняют эти операции в одном каскаде. Для преобразования потока передаваемых битов сообщения  $s(t)$  в два потока символов  $I(t)$  и  $Q(t)$  используется внешний логический автомат. Необходимо подчеркнуть, что при четырехпозиционной фазовой модуляции период следования символов в два раза больше, чем в исходном сообщении  $s(t)$ , при восьмипозиционной – в три раза и т.д.

В схеме с фазовыми модуляторами применяются управляемые фазовращатели с постоянной амплитудой, что позволяет избежать спада амплитуды суммарного сигнала вблизи фронта модулирующего сигнала. В схеме с быстродействующими логическими перемножителями используют двухпозиционную форму как модулирующих, так и несущих колебаний, а квазигармонический выходной сигнал формируется при помощи выходного полосового фильтра на первой или третьей гармонике частоты входного сигнала. В цифровом модуляторе модулирующие и несущие колебания представлены в виде ансамбля двоичных сигналов на многоуровневых шинах, перемножители реализуются в виде матричных цифровых узлов. Выходной сигнал формируется выходными цифроаналоговыми преобразователями (ЦАП). При цифровом представлении сигналов с частотой дискретизации  $f_d$  происходит смещение полосы (Aliasing), то есть появляются дополнительные зеркальные полосы частот – зоны Найквиста, расположенные в окрестности частот  $f_d$ ,

$2f_d$ ,  $3f_d$  и т. д. Для устранения искажений, связанных с этим явлением, последовательно с ЦАП включают дополнительные аналоговые частотные фильтры (Anti-Aliasing Filters). В качестве таких фильтров применяют либо фильтр нижних частот с базовой полосой пропускания не более  $f_d/2$ , либо полосно-пропускающие фильтры, настроенные на одну из старших зон Найквиста. Кроме того, в состав новых быстродействующих ЦАП входят цифровые интерполяционные рекурсивные фильтры, которые расширяют свободный от искажений динамический диапазон (Spurious-Free Dynamic Range – SFDR), понижают требования к частоте дискретизации и уменьшают уровень межсимвольных искажений.

В схемах многопозиционных MPSK- и векторных модуляторов для формирования канальных сигналов, которые перемножаются на квадратурные компоненты несущего колебания и затем суммируются, применяются ЦАП или управляемые фазостабильные аттенуаторы.

Пассивные фазовые модуляторы с балансными смесителями на p-i-n-диодах обладают свойством взаимности, то есть могут использоваться как демодуляторы ФМ-сигнала при подаче на RF-порт принятого сигнала. В состав новых интегральных схем фазовых модуляторов входят буферные усилители по одному, двум или по всем трем портам, что улучшает качественные показатели устройства: увеличивает межпортовую изоляцию, снижает уровни входных сигнала

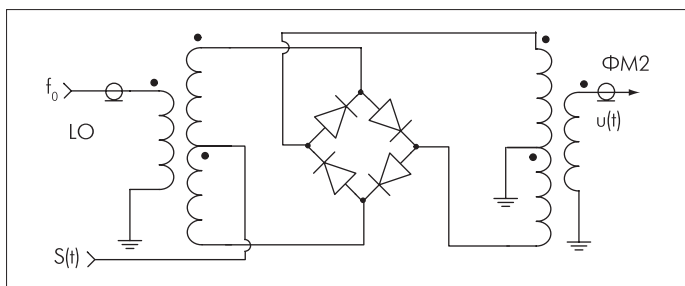


**Рис.2. Структурная схема квадратурного модулятора DSB (а) и однополосного преобразователя частот вверх SSB (б)**

**Таблица 1. Параметры BPSK-модуляторов**

Модель	$f_0$ , ГГц	BW, МГц	OP1dB, дБмВт	CL, дБ	$\Delta\varphi_{\text{п}}$ , град	$\Delta U$ , дБ	Размеры, мм	Питание, [В]×[мА]	Сайт
RF-9908 <sup>1)</sup>	0,5–1,5	0–200	8	0	–	–	4,7×5,8	3,6×18	[3]
HPMX-2006 <sup>1)</sup>	0,8–2,5	0–900	4,5	–	–	–	4,4×3,9	3×38	[4]
RF2638 <sup>2)</sup>	0,3–2,7	0–380	13	-0,5	–	–	3×3	3×25	[3]
BMA0208LW2MD3)	2–8	0–2000	0	–	±2	±0,2	20×11×7	–	[5]
HMC137	6–11	–	6	-9	±5	±0,12	1,4×1,3	–	[6]
BP-10-S <sup>4)</sup>	6–12	–	2	-4,5	±3	±0,25	15×8×2	±5×20	[7]
SIM-153LH+	3,2–15	0–4000	3	-6,1	–	–	5×4,6×2	–	[8]
MID-69N-2 <sup>4)</sup>	2–18	0–10	27	-5	±15	±2	95×44×38	±5×50	[9]

Примечание. <sup>1)</sup> Встроен буферный усилитель ФМ-сигнала на 5 дБ; <sup>2)</sup> переключение в режим малого потребления; <sup>3)</sup> пониженный уровень фликкер-шума; <sup>4)</sup> управляющие TTL-сигналы.



**Рис.3. Типовая схема балансного диодного модулятора BPSK-сигналов**

лов и увеличивает уровни выходных, ослабляет отражения, гармониковые и интермодуляционные искажения.

Базовыми компонентами высокоскоростных и высококачественных модуляторов являются обычные, гармониковые или субгармониковые смесители с однократной или двойной балансировкой [2], разветвители и сумматоры мощности с поворотом фазы на 90°, 180° и на ±45°, а также быстродействующие ЦАП.

### КЛАССЫ МОДУЛЯТОРОВ

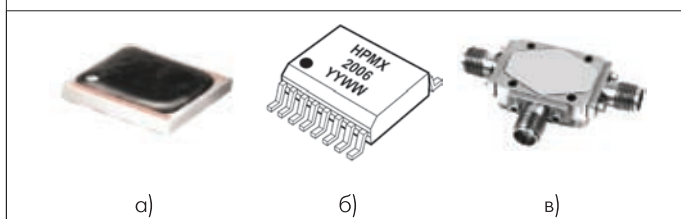
**Модуляторы BPSK-сигналов** выполняются на основе смесителей на p-i-n-диодах или полевых транзисторах с однократной или двойной балансировкой (рис.3). Основные их параметры: несущая частота  $f_0$ ; полоса частот модулирующих сигналов BW; выходная мощность при компрессии 1 дБ OP1dB; коэффициент передачи CL (Conversion Loss) от информационного (IF) порта к радиочастотному (RF); погрешность противофазности  $\Delta\varphi_{\text{п}}$ , амплитудная погрешность противоположных символов  $\Delta U$ . В табл.1 представлены параметры BPSK-модуляторов основных производителей [3–9], а на рис.4 – внешний вид некоторых моделей.

**Квадратурные модуляторы QPSK-сигналов** чаще всего используются при формировании квазигармонических сигналов, когда полоса частот модулирующего сигнала BW много меньше частоты несущего колебания  $f_0$ . Один из основных элементов аналогового квадратурного QPSK-модулятора – множитель мгновенных значений сигналов на входных портах, который обычно выполняется в виде четырехквadrантных ячеек Гильберта.

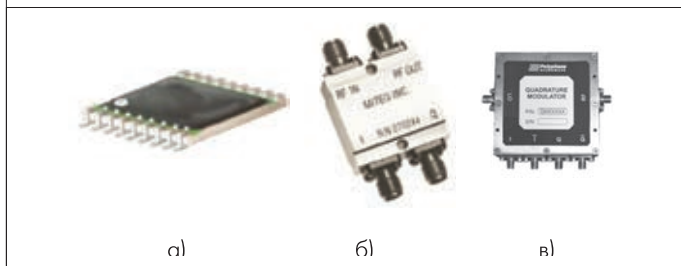
Основные параметры модуляторов этого класса, кроме указанных выше: выходная мощность в точке IP3 (OIP3); подавление зеркальной полосы (Sideband Rejection – SBR); подавление третьей гармоники (Harmonic Suppression – 3HS); уровень собственного шума (Noise Figure – NF) или спектральная плотность мощности собственного фазового шума (Phase Noise Floor – PNF); погрешность нарушения квадратурности по фазе  $\Delta\varphi_{\text{кв}}$ . В табл.2 представлены параметры, а на рис.5 – внешний вид некоторых моделей ведущих производителей модуляторов этого класса [3, 5, 6, 8, 10–15].

Качественные показатели квадратурных модуляторов во многом зависят от технических погрешностей формирования четырехфазных опорных сигналов несущей частоты. Для уменьшения погрешностей модулятора в диапазонах рабочих частот и температур используются такие технические решения, как:

- мостовые RC-CR цепи;
- квадратурный делитель напряжения branch-line;
- механизм деления частоты опорного генератора на два и на четыре;
- полифазные фильтры и генераторы;
- линии задержки;



**Рис.4. BPSK-модуляторы: SIM-153LH+ (а), HPMX-2006(б) и BMA0208LW2MD (в)**



**Рис.5. Квадратурные модуляторы: а) IQBG-2000A, б) SDM10151I3CDQ, в) QM3337A**



Таблица .2. Параметры квадратурных модуляторов QPSK

Модель	$f_0$ , ГГц	BW, МГц	O1dB/OIP3, дБмВт	CR, дБ	PNF, дБмВт/Гц	SBR, дБ	ЗНС, дБ	Питание, [В]×[мА]	Размеры, мм	Сайт
TRF3701	0,14–1,5	0–700	7/–	-35	-156	-39	-35	5×145	4×4×1	[10]
IQBG-2000A <sup>1)</sup>	1,8–2	0–10	2,8/20	30	–	-34	-50	3×40	12×12×2	[8]
RF3854 <sup>2,3)</sup>	0,8–2	0–11	1,5/20	-42	-156	-50	-55	3×90	4×4×1	[3]
MAX2150 <sup>4)</sup>	0,7–2,3	0–75	-1/14	-34	-138	-34	н/д	3×75	5×5×1	[11]
RF2422	0,8–2,5	0–250	3/–	-29	-145	–	-50	5×45	4×4×1	[3]
RF2850 <sup>5)</sup>	1,7–2,5	0–250	-6/20	-55	-158	-45	-50	5×60	4×4×1	[3]
LT5572 <sup>6)</sup>	1,5–2,5	0–460	9,3/21,6	-39	-159	-41	-30	5×120	4×4×1	[12]
MAX2721 <sup>6)</sup>	2,1–2,5	0–40	6/14	-35	2,4 дБ (NF)	-40	-35	3×86	6,3×6,5×2	[11]
AD8349 <sup>7,3)</sup>	0,7–2,7	0–160	2,4/21	-45	-156	-35	-39	5×135	5×4,4×1	[13]
SM2737LI6CDQ <sup>8)</sup>	2,7–3,7	0–500	4/–	-30	–	-33	-35	–	59×42×10	[5]
QM3337A	3,3–3,7	0–250	-1/9	-46	-173	-46	-40	–	71×71×15	[14]
STQ3016 <sup>9)</sup>	2,5–4	0–500	2/–	-35	-153	-35	-39	5×80	5×5×1	[3]
TRF370333	0,4–4	0–350	9/23	-40	-163	-39	-35	5×210	4×4×1	[10]
HMC497LP4	0,1–4	0–700	9/22	-23	-161	-43	-35	5×170	4×4×1	[6]
ADL5375	0,4–6	0–500	12/23	-46	-160	-50	-75	5×173	4×4×1	[13]
HMC496LP3	4–7	0–250	1/17	-29	-155	-45	-35	3×93	4×4×1	[6]

Примечание. <sup>1)</sup> Водостойкая конструкция; <sup>2)</sup> встроен управляемый усилитель выходного сигнала; <sup>3)</sup> встроены буферные усилители; <sup>4)</sup> совмещен с синтезатором несущей частоты по входу LO, погрешность установки которого не превышает 0,1 Гц; <sup>5)</sup> однополюсный выход; <sup>6)</sup> встроены удвоитель несущей частоты, управляемый усилитель выходного сигнала и буферный усилитель несущего колебания с квадратурным выходом; <sup>7)</sup> встроена схема отключения выходного сигнала; <sup>8)</sup> линейный модуляционный вход, встроены 90°-фазовращатели и усилитель несущей; <sup>9)</sup> выпускался до конца 2007 года компанией Sirenza, которая в настоящее время поглощена RFMD; <sup>10)</sup> герметичная конструкция, линейный модуляционный вход.

- всепропускающие активные (all pass) фильтры.

Применение мостовых пассивных RC-CR цепей, сдвигающих фазу на  $\pm 45^\circ$ , может приводить к увеличению погрешности при учете паразитных индуктивностей и емкостей, а также при работе в широком интервале температур. Делитель напряжения (branch-line) представляет собой мостовую мик-

рополосковую схему с электрической длиной каждого плеча, равной  $\frac{1}{4}$  длины волны, и значениями волнового сопротивления в соседних плечах  $Z_0$  и  $\sqrt{Z_0}$ . Такая схема обеспечивает разбаланс квадратурности не более  $1^\circ$ , но она недостаточно широкополосна и к тому же занимает много места на плате. Наиболее широкополосными (многооктавными) являются полифазные схемы двух связанных идентичных управляемых напряжением генераторов ГУН (обычно кольцевых). Их недостатки – повышенный уровень собственных фазовых шумов и необходимость стабилизировать значение несущей частоты. Делением частоты опорного генератора на два и на четыре можно получить необходимый четырехфазный ансамбль сигналов, однако при этом необходимо повысить значение опорной частоты в четыре раза по сравнению с несущей и обеспечить ее стабилизацию.

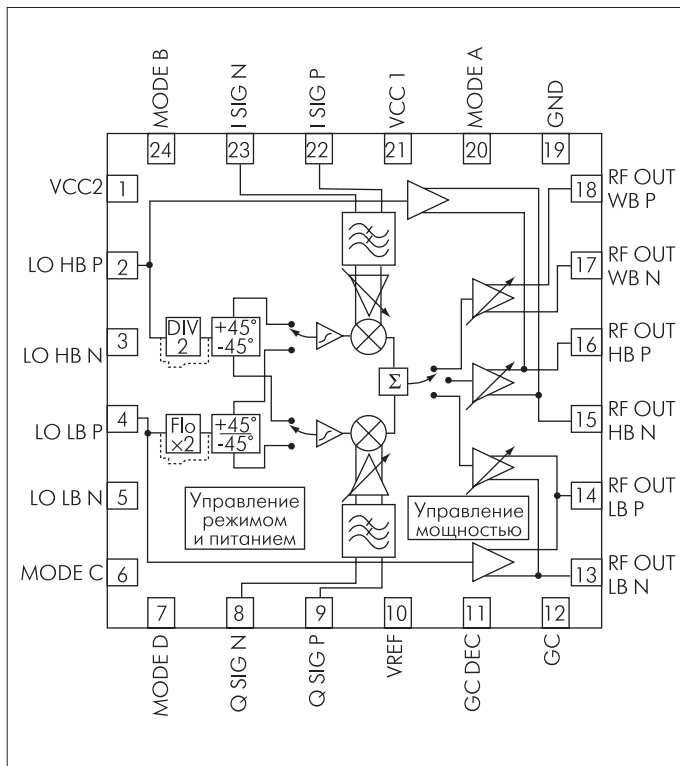
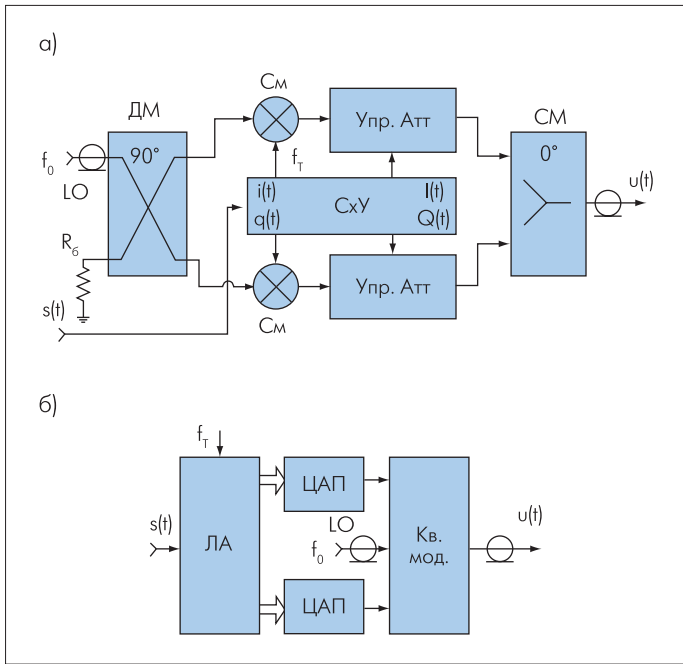


Рис.6. Функциональная схема модулятора RF3854



**Рис. 7. Структурные схемы векторного модулятора с управляемыми аттенюаторами Упр. Атт (а) и с логическим автоматом ЛА (б)**

Для преобразования нескольких потоков передаваемых данных в многочастотный сигнал с фазовой модуляцией некоторые компании разрабатывают интегральные передающие сигнальные процессоры TSP (Transmit Signal Processor). Так, компания Analog Devices предлагает микросхему модели AD6622, содержащую четыре идентичных TSP с 18-разрядным представлением входных данных, передаваемых со скоростью до 65 Мбит/с. Выход микросхемы может быть запрограммирован на формирование многочастотного сигнала с модуляцией BPSK. Каждый TSP содержит прямой цифровой синтезатор несущей частоты с погрешностью установки не более 0,02 Гц. Выходные сигналы TSP суммируются.

Ряд микросхем модуляторов имеют вспомогательные узлы или дополнительные функциональные возможности. Так, в четырехполосный маломощный квадратурный модулятор RF3854 (рис.6) встроены включаемые в разрыв цепи и переключаемые удвоитель частоты несущего колебания и делитель этой частоты в два раза DIV2. Кроме того, в микросхему входят:

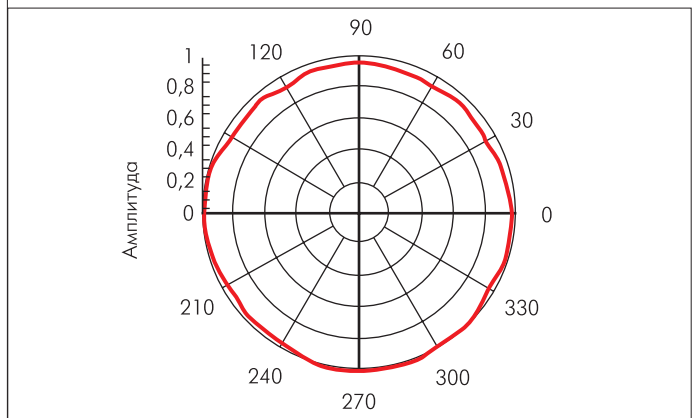
- формирователь пары квадратурных сигналов несущей частоты, сдвинутых на  $\pm 45^\circ$  по отношению к входному сигналу;
- подключаемые на выход буферные усилители несущего колебания с дифференциальными выходами;
- сглаживающие фильтры нижних частот по каналам модуляции I(t) и Q(t) для формирования гауссовского взвешивания спектра выходного сигнала GMSK;
- усилители с регулируемым усилением (Variable Gain Amplifier – VGA) по каналам модуляции, обеспечивающие выбор соотношения мощностей (высокая, средняя или малая мощность) на входах смесителей и по цепи выходного ФМ-сигнала и, тем самым, оперативно устанавливающие требуемый уровень мощности на выходе модулятора;

- коммутатор для выбора одной из трех выходных дифференциальных цепей;
- схемы переключения режимов (USB, LSB, DSB);
- схема динамического управления выходной мощностью в пределах 0–90 дБ и перевода модулятора в режим малого энергопотребления.

В состав интегральной микросхемы квадратурного модулятора MAX2150 компании Maxim входит дробный  $\Sigma$ - $\Delta$  синтезатор несущей частоты, который при частоте опорного эталонного сигнала 10 МГц позволяет устанавливать значение несущей частоты ФМ-сигнала в пределах 700–2300 МГц с погрешностью 0,1 Гц при уровне шума -148 дБн/Гц для отстройки 40 МГц. Имеется также буферизованный вход для внешнего сигнала несущей частоты.

**Модуляторы MPSK- и QAM-сигналов** позволяют значительно увеличить пропускную способность канала связи в пределах выделенной полосы радиочастот. Модуляторы 8PSK-сигналов могут выполняться на основе коммутируемых BPSK-модуляторов с четырьмя линиями задержки на  $\frac{1}{4}$  периода несущей частоты в каждой из них.

QAM-сигналы с одновременной манипуляцией фазы и амплитуды формируют при помощи векторного модулятора. Возможен вариант типового квадратурного векторного модулятора, схема которого подобна приведенной на рис.2а. В него входят два инвариантных к фазе управляемых аттенюатора (Упр. Атт), получающие от схемы управления (СхУ) многоуровневые напряжения I(t) и Q(t), соответствующие



**Рис. 8. Регулировочная амплитудно-фазовая характеристика векторного модулятора НМС631LP3Е**



**Рис. 9. Модуляторы: а) VMD-1Q-2.0G, б) PS-360-AC, в) 7328N**



**Таблица 3. Параметры векторных модуляторов**

Модель	$f_0$ , ГГц	BW, МГц	OP1дБ, дБмВт	$\Delta\phi_{\text{макс}}$ , град	DA, дБ	NF, дБмВт/Гц	Питание, [В]×[мА]	Размеры, мм	Сайт
HMC631LP3E	1,8–2,7	0–60	18	360	40	-160	8×93	3×3×1	[6]
MAMDCC0006 <sup>1)</sup>	1,9–2,3	0–3,5	19	360	10	9 дБ	5×50	4×6×2	[16]
AD8341	1,5–2,4	0–230	8,5	360	30	-150	5×125	4×4×1	[13]
VMD-1Q-2.0G	1,7–2,3	0–1	8	360±6	20±0,5	–	45 мА	20×20×5	[17]
PS-360-AC	2–18	0–2	10	360±5	20±1	–	15×70	82×82×21	[18]
M2L-69N-5 2 <sup>2)</sup>	2–18	0–2	15	360±20	15±3	–	–	107×88×19	[9]
7328Н <sup>2)</sup>	2–18	0–50	27	360	60	–	+12×350; -12×130	100×143×15	[19]
AD9957 <sup>3)</sup>	≤0,4	0–250	20 мА	360	48	-125	1,8 В; 3,3 В; $P_{\text{потр}}=1$ Вт	16×16×1	[13]

*Примечание.* <sup>1)</sup>Отклонение от линейности управления фазой 1° с внешним аналоговым линеаризатором; <sup>2)</sup>цифровое управление 12 бит; <sup>3)</sup>цифровые входы I/Q (по 18 бит), амплитуды (8 бит), частоты (32 бит); встроенный цифровой синтезатор несущей частоты; режимы QPSK и 256-QAM по 4 выб/бит; дифференциальные выходы ЦАП на нагрузки по 10 кОм.

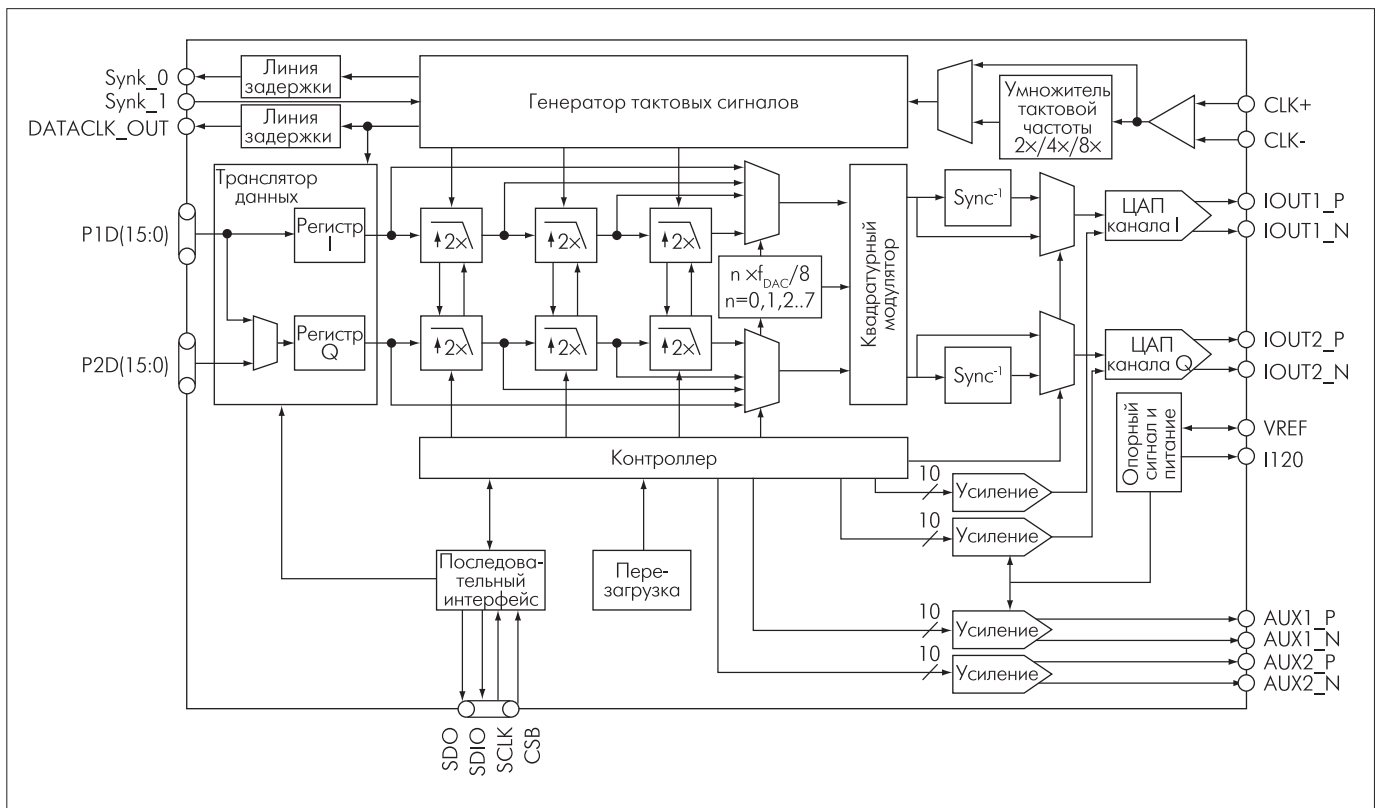
передаваемому сообщению  $s(t)$ . Атенуаторы согласованы так, что значение  $U(t) = \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2}$  пропорционально выбранным дискретным значениям амплитуды передаваемого символа (рис.7а). В другом варианте модулятора логический автомат (ЛА) формирует соответствующие согласованные значения кодов квадратурных компонент, а два ЦАП – согласованные многоуровневые ступенчатые напряжения  $I(t)$  и  $Q(t)$  (рис.7б). Большинство моделей интегральных векторных модуляторов имеют аналоговое управление и иногда содержат дополнительные внешние линеаризирующие схемы для снижения погрешностей установки нужных уровней амплитуды  $\Delta U$  и фазы  $\Delta\phi$ .

Качество векторных модуляторов характеризуют:  $\Delta\phi_{\text{макс}}$  – наибольшее значение фазового сдвига; DA – динамический

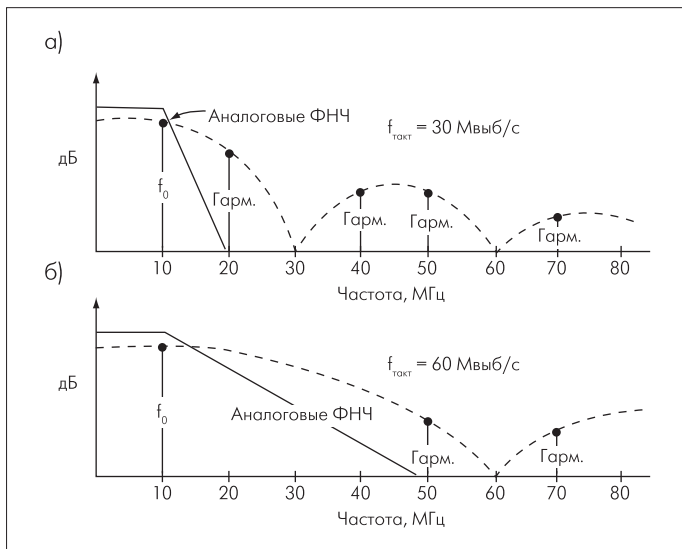
диапазон модуляции амплитуды;  $\Delta U$  – наибольшая относительная неравномерность зависимости амплитуды от значенной фазы  $U(j)$  (рис.8).

В табл.3 приведены характеристики, а на рис.9 – внешний вид некоторых моделей векторных модуляторов ведущих производителей [6, 9, 13, 15–19]. В большинстве этих модуляторов используются аналоговые фазовращатели на варикапах, коммутируемые диодными ключами, а также фазостабильные управляемые аттенуаторы в квадратурных каналах. Это обеспечивает высокие значения несущей частоты, но требует специальных мер по линеаризации характеристик, что снижает предельную скорость манипуляции.

Интерес представляет микросхема AD9957 семейства нового поколения векторных квадратурных модуляторов с циф-



**Рис.10. Схема интерполирующего ЦАП модели AD9779**



**Рис. 11. Фильтрация алиазинговых составляющих при однократной (а) и двукратной (б) избыточной дискретизации в интерполирующем ЦАП**

ровым управлением несущей частотой, фазой и амплитудой выходных сигналов компании Analog Devices (рис.10). В состав микросхемы входят:

- полностью цифровая квадратурная 18-разрядная схема с программируемыми интерполяционными фильтрами и матричными перемножителями;
- цифровой вычислительный синтезатор с 32-разрядным регистром частоты;
- восьмиразрядный перемножитель кодов для модуляции амплитуды;
- выходной быстродействующий ЦАП с дифференциальными выходами;
- синтезатор опорных тактовых сигналов с частотой до 1 Гвыб/с и стабилизацией частоты по внешнему 25-МГц кварцевому резонатору.

В ней предусмотрены восемь программируемых профилей формирования выходного сигнала, включая линейную модуляцию несущей частоты, QPSK и 256-QAM сигналы с четырьмя выборками на разряд информации. Наибольшая несущая частота модулятора составляет 400 МГц, но дифференциальные выходные сигналы можно использовать в качестве входных для внешнего SSB-преобразователя полосы частот вверх.

**Быстродействующие ЦАП**, входящие в состав модуляторов MPSK- и QAM-сигналов, являются узлами, технические погрешности реализации которых наиболее заметным образом ограничивают скорость передачи цифровой информации. Ведущие

мировые производители таких узлов активно ведут работы по повышению быстродействия и снижению уровня межсимвольных искажений. В новых разработках ЦАП широко используется дифференциальный метод передачи с использованием сигналов низкого уровня LVDS (Low-Voltage Differential Signaling).

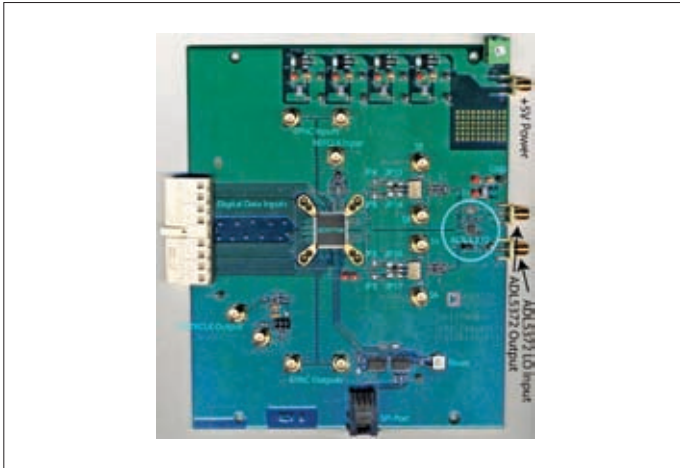
В табл.4 приведены параметры наиболее быстродействующих моделей ЦАП, представленных на мировом рынке [10, 11, 13].

КМОП-микросхемы ЦАП моделей DAC5681/5682 компании Texas Instruments отличаются высокой линейностью, низким уровнем шума (отношение сигнал-шум не хуже 75 дБ), их входной ток не превышает 20 мА, мощность потребления не превышает 650 мВт, диапазон рабочих температур составляет -40...85°C.

Наиболее заметной особенностью модели AD9779 (рис.10), наряду с высоким быстродействием, является наличие встроенного интерполяционного цифрового фильтра, основное назначение которого – снижение избыточного шума и искажений сигналов, связанных с наложением спектров. Рассмотрим его действие. Предположим, что ЦАП работает на частоте дискретизации 30 Мвыб/с (рис.11) [20], и на его вход поступает цифровой сигнал, соответствующий синусоидальному сигналу с частотой 10 МГц. Компонент паразитной полосы с частотой более 20 МГц, равной разности частоты дискретизации и частоты сигнала, следует подавить аналоговым сглаживающим фильтром нижних частот (antialiasing filter), соединенным последовательно с выходом ЦАП. Переходная зона подавления фильтра должна находиться в диапазоне от 10 до 20 МГц. Предположим, что скорость обновления отсчетов в ЦАП увеличена до 60 Мвыб/с. Вставим "ноль" между каждым исходным отсчетом данных. При этом необходимо восстановить значения ординат точек, первоначально принятых за "ноль". Для этого поток данных со скоростью 60 Мвыб/с с добавленными "нулями" пропускается через цифровой интерполяционный фильтр, позволяющий вычислить дополнительные значения данных. Реакция цифрового фильтра при избыточной двукратной дискретизации представлена на рис.11б. Теперь переходная зона аналогового фильтра занимает от 10 до 50 МГц (первая зеркальная составляющая – image – попадает на частоту  $2f_c - f_0 = 50$  МГц). Требования к аналоговому фильтру при этом существенно снижаются. В микросхеме AD9779 предусмотрена возможность восьмикрат-

**Таблица 4. Параметры быстродействующих интегральных ЦАП**

Модель	Быстродействие, Гвыб/с	Разрядность, бит	Потребляемая мощность, Вт	Питающее напряжение, В	Размер, мм	Число выводов	Сайт
DAC5681	1	16	0,65	3; 3,6	9×9	64	[10]
AD9779	1	16	1	1,8; 3,3	16×16	100	[13]
AD9734	1,2	10	0,55	1,8; 3,3	10×12	100	[13]
MAX19692	2,3	12	0,76	1,8; 3,3	11×11	169	[11]



**Рис. 12. Оценочная плата модулятора AD9779A**

ной интерполяции такого вида. В связи с тем, что цифровой фильтр имеет несколько частотных зон прозрачности, смещенных на половину частоты дискретизации, предусмотрена возможность работы на высших (второй и третьей) зонах Найквиста. Это позволяет увеличить максимальную рабочую частоту спектра сигнала.

Кроме того, в микросхеме AD9779 дополнительно введены следующие узлы:

- компенсатор изменения огибающей спектра в полосе вида  $\text{sinc}^{-1} = [(\sin x)/x]^{-1}$ ;
- цифровой регулятор уровня выходного сигнала;
- последовательный интерфейс загрузки установочных данных;
- два аналоговых выхода двух противоположных модулированных сигналов, находящихся в квадратуре один к другому. Наличие двух квадратурных инвертированных аналоговых выходов с полосой частот свыше 1 ГГц позволяет выполнять быстродействующую прямую квадратурную модуляцию фазы СВЧ-несущей или преобразование полосы частот вверх с подавлением несущей и зеркальной полосы частот.

На базе ЦАП AD9779A, совмещенного с квадратурным модулятором ADL5372 выпускается отладочная плата формирователя MPSK-сигналов (рис.12), которая обеспечивает скорость передачи данных до 1 Гбит/с.

ЦАП модели MAX19692 компании Maxim с быстродействием 2,3 Гбит/с обеспечивает прямой синтез высокочастотных и широкополосных сигналов в различных зонах Найквиста. Микросхема имеет широкий динамический диапазон без искажений (SFDR = 68 дБ при выходной частоте 1200 МГц и работе на третьей зоне Найквиста). В ней предусмотрены низковольтные источники питания, четырехкратно мультиплексированный цифровой LVDS-вход и 12-разрядное ядро преобразования. Частотная характеристика микросхемы может быть сконфигурирована для оптимизации синтеза сигнала на любой из трех первых зон Найквиста. Во второй и третьей зонах Найквиста микросхема ЦАП имеет более высокое

отношение сигнал-шум и лучшую равномерность усиления по сравнению с обычными ЦАП, предназначенными для работы в первой зоне. При частоте обновления входной информации 1500 Мвыб/с потребляемая мощность MAX19692 составляет 950 мВт. Она работает в температурном диапазоне -40...85°C. Выпускается в корпусе размером 11×11 мм.

Технические решения, используемые при построении интегральных модуляторов амплитуды и фазы СВЧ-сигналов, активно совершенствуются. Наиболее перспективные изделия, представленные на мировом рынке, выполнены в виде прямых квадратурных диодных балансных модуляторов для диапазона несущих частот до 18 ГГц, которые интегрируются с буферными усилителями по нескольким портам, быстродействующими коммутаторами цепей и частотных фильтров, а также с цифровыми схемами перемножителей, управляемых аттенуаторов, фазовращателей и синтезаторов несущей частоты. С точки зрения расширения функциональных возможностей, увеличения скорости передачи и повышения рабочей частоты весьма перспективны квадратурные модуляторы MPSK- и QAM-сигналов с цифровым управлением на основе быстродействующих ЦАП со встроенными интерполяционными фильтрами. Приобрести микросхемы фазовых модуляторов СВЧ диапазона можно с помощью дистрибьютора радиокомпонентов ведущих мировых производителей – компании "РАДИОКОМП" [20].

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Белов Л.А. Формирование стабильных частот и сигналов. – М.: ИЦ "Академия", 2005. –224 с.
2. Белов Л.А. Преобразователи частоты. Современные ВЧ-компоненты. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2004, №2, с. 44–51.
3. [www.rfmd.com](http://www.rfmd.com)
4. [www.datasheetcatalog.com](http://www.datasheetcatalog.com)
5. [www.miteq.com](http://www.miteq.com)
6. [www.hittite.com](http://www.hittite.com)
7. [www.pulsarmicrowave.com](http://www.pulsarmicrowave.com)
8. [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)
9. [www.gtmicrowave.com](http://www.gtmicrowave.com)
10. [www.ti.com](http://www.ti.com)
11. [www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com)
12. [www.linear.com](http://www.linear.com)
13. [www.analog.com](http://www.analog.com)
14. [www.polyphasemicrowave.com](http://www.polyphasemicrowave.com)
15. [www.herley.com](http://www.herley.com)
16. [www.macom.com](http://www.macom.com)
17. [www.merrimacind.com](http://www.merrimacind.com)
18. [www.planarmonolithics.com](http://www.planarmonolithics.com)
19. Аналогово-цифровое преобразование. /Под ред. У.Кестера. – М.: Техносфера, 2007. –1016 с.
20. [www.radiocomp.net](http://www.radiocomp.net)