

УДК 621.391

АНАЛИЗ ПОСТРОЕНИЯ ЦИФРОВЫХ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ ТРАКТОВ УКВ-ДИАПАЗОНА

А.Л. ХОМИНИЧ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь*

Рассматриваются методы построения приемопередающих трактов систем цифровой радиосвязи, широкополосного беспроводного доступа, телевизионного и звукового радиовещания, ориентированных на работу в диапазоне ультракоротких волн, т.е. в частотном диапазоне от 30 до 3000 МГц (МВ и ДМВ диапазоны). Отмечена тенденция последовательного замещения аналоговых узлов радиотракта цифровыми, вплоть до выполнения аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразований непосредственно на несущей частоте, рассмотрены проблемы реализации полностью цифровых приемопередающих трактов.

Ключевые слова: радиоприемный тракт, модуляция, преобразование частоты, дискретизация на радиочастоте.

Введение

Частотный диапазон 30–3000 МГц в настоящее время является самым «загруженным» с точки зрения количества и разнообразия функционирующих в нем радиосредств. В нем работают многочисленные системы служебной радиосвязи, системы подвижной радиосвязи 2-го–4-го поколений, значительная часть систем широкополосного беспроводного доступа, ведется наземное и кабельное цифровое телевизионное и звуковое вещание. Кроме этого, эксплуатируются системы радиоопределения, радионавигации и пр. В результате формируется чрезвычайно сложная электромагнитная обстановка, соответственно повышаются требования к помехоустойчивости радиосредств, а также к параметрам их электромагнитной совместимости (ЭМС). Для приемопередающих трактов портативных и мобильных устройств актуальна также задача минимизации массогабаритных показателей и снижения потребляемой мощности.

Использование цифровых методов формирования и обработки сигналов и совершенствование элементной базы позволяют повысить качество обработки радиосигналов, реализовывать методы и алгоритмы, недоступные либо труднореализуемые при аналоговой обработке. Анализ методов построения приемопередающих радиочастотных трактов показывает, что наметилась тенденция перехода на полностью цифровые тракты, с аналого-цифровым (для приемника) и цифро-аналоговым (для передатчика) преобразованием непосредственно на несущей частоте.

Далее рассматриваются варианты построения радиочастотных трактов и способы улучшения их параметров за счет последовательного замещения аналоговых узлов цифровыми.

Современное состояние построения радиоприемных трактов

На протяжении многих десятилетий радиоприемные тракты в подавляющем большинстве строились по супергетеродинной схеме. Ее преимущества применительно к аналоговым системам общеизвестны и хорошо представлены в [1, 2]. В зависимости от диапазона рабочих частот, занимаемой радиосигналом полосы частот и требований к избирательности по

побочным каналам приема, варьировались количество ступеней преобразования и значения промежуточных частот (ПЧ).

Долгое время возможности цифровой обработки сигналов были ограничены, аналого-цифровое преобразование выполнялось уже после демодулятора либо на ПЧ, значение которой должно было быть достаточно низким [3]. Однако интенсивное развитие микро- и нанoeлектроники привело к тому, что параметры аналого-цифровых преобразователей (АЦП) ведущих производителей (Analog Devices, Texas Instruments, Maxim Integrated и др.) позволяют устанавливать их практически в любой точке радиотракта. Соответственно, аналоговым остается только ВЧ-тракт, а все операции по обработке радиосигнала, включая его демодуляцию (DMD) и декодирование (DC), выполняются в цифровом модуле, реализуемом, как правило, на цифровом сигнальном процессоре (DSP), программируемой логической интегральной схеме (FPGA) либо специализированной интегральной схеме (ASIC).

Анализ супергетеродинной схемы (рис. 1) показывает, что основной проблемой остается подавление зеркального канала.

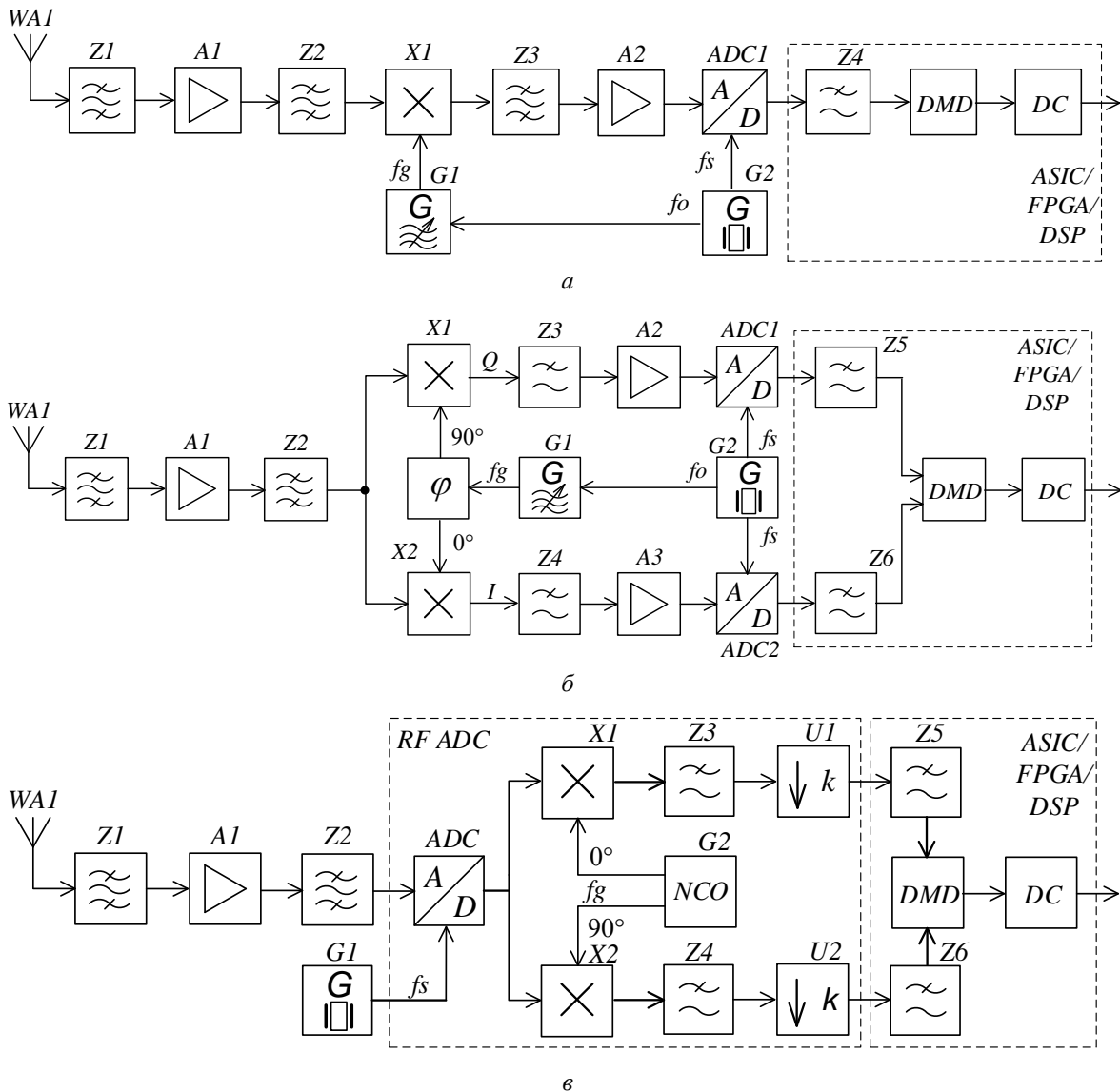


Рис. 1. Радиоприемные тракты: а – супергетеродинный; б – с квадратурным преобразованием частоты; в – с аналого-цифровым преобразованием на несущей частоте

С точки зрения избирательности по зеркальному каналу, желательно увеличение значения ПЧ, что снижает требования к крутизне склонов АЧХ фильтров Z1 и Z2 (рис. 2, а), но в то же время это повышает требования к фильтру Z3 (рис. 2, б, в), обеспечивающему

избирательность по соседним каналам. В современных системах радиосвязи, теле- и радиовещания ширина диапазона используемых частот $\Delta F_{\text{ДРЧ}}$ может быть значительной, например, от 470 до 862 МГц в наземном цифровом телевизионном вещании. Зеркальный канал в таком случае попадает в диапазон частот принимаемых радиосигналов (рис. 2, а), поэтому фильтры Z1 и/или Z2 должны быть перестраиваемыми, что существенно затрудняет их реализацию в интегральном исполнении. Использование 2-х и более кратного преобразования частоты с выбором $f_{\text{ПЧ}} > f_{\text{В}}$ позволяет использовать неперестраиваемые фильтры, но усложняет схему и повышает требования к стабильности частот гетеродинов.

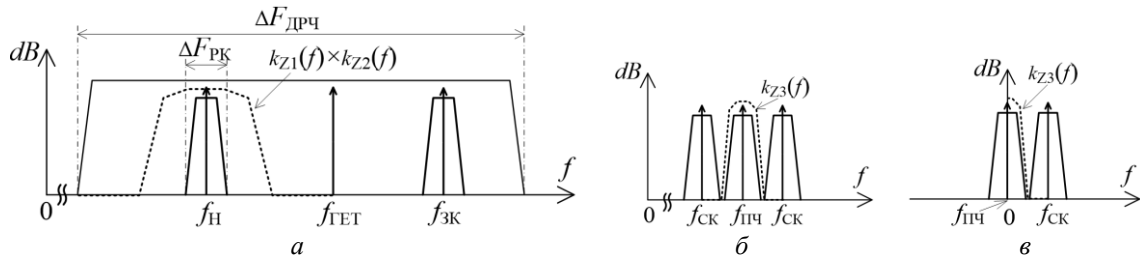


Рис. 2. Обеспечение избирательности: а – по зеркальному каналу; б, в – по соседним каналам

Проблемы с реализацией супергетеродинных трактов привели к переходу на тракты с квадратурным преобразованием частоты со значением $f_{\text{ПЧ}} = 0$ (см. рис. 1, б). В этом случае зеркальный канал в его традиционном понимании отсутствует, но верхняя боковая полоса спектра частот радиосигнала становится зеркальной нижней, и наоборот [4]. Если нижняя и верхняя боковые полосы симметричны, например, в случае амплитудной модуляции с двумя боковыми полосами, квадратурное преобразование необязательно и схема вырождается в классический гетеродинный тракт. В остальных случаях (прием радиосигналов с квадратурной модуляцией, радиосигналов с множественными несущими) квадратурная схема обязательна.

В радиотрактах с нулевой ПЧ ВЧ-тракт строится широкополосным, фильтры Z1 и Z2 фиксированы, что существенно упрощает их реализацию. Также достоинством является использование для подавления соседних каналов фильтров нижних частот (ФНЧ), вместо полосовых, и возможность выбора частоты дискретизации f_s , значительно превышающей значение ширины полосы частот радиосигнала $\Delta F_{\text{РС}}$. Последнее позволяет упростить требования к аналоговым ФНЧ Z3 и Z4, основной задачей которых становится подавление спектральных составляющих с частотой, превышающей половину частоты дискретизации, а обеспечение избирательности по соседним каналам перекладывается на цифровые фильтры Z3 и Z4, возможности реализации которых существенно шире. Построение радиотрактов по схеме с нулевой ПЧ позволяет снизить их размеры и энергопотребление [5, 6], а значит и стоимость, поэтому в настоящее время именно они получили наибольшее распространение.

В тоже время в них усилитель радиочастоты A1 (см. рис. 1, б) является широкополосным, что увеличивает требования к его линейности, особенно при наличии мощных помех. Также проблемами являются просачивание сигнала гетеродина на сигнальные входы преобразователей частоты X1 и X2, приводящее к появлению на их выходах постоянной составляющей, и высокие требования к идентичности параметров квадратурных каналов – к примеру, для подавления зеркального канала на 50 дБ разность коэффициентов передачи I- и Q-каналов не должна превышать 0,05 дБ, а разность фаз – $0,1^\circ$ [7]. Если оценивать качество обработки сигналов по критерию относительной ошибки модуляции (EVM – Error vector magnitude), то типовое его значение для радиотрактов с нулевой ПЧ, выполненных на современной элементной базе, составляет порядка 40 дБ [8].

Тракт с АЦП на несущей частоте (см. рис. 1, в) обеспечивает кардинальное решение проблем, связанных с неидентичностью каналов и просачиванием сигнала гетеродина [9, 10], поскольку цифровое преобразование частоты (и все последующие операции) выполняются с математической точностью, ограниченной только разрядностью вычислений. Также все блоки, расположенные после АЦП, не влияют на коэффициент шума приемника.

Основной проблемой тракта с АЦП на несущей частоте является обеспечение необходимого динамического диапазона при построении широкополосных трактов, в которых

ширина диапазона рабочих частот $\Delta F_{\text{дрч}}$ значительно больше полосы частот одного радиоканала $\Delta F_{\text{рк}}$, как показано на рис. 2, *a*. В этом случае размах сигнала на входе АЦП определяется мощностями всех сигналов, как полезного, так и мешающих, попадающих в полосу пропускания фильтров $Z1$ и $Z2$ ВЧ-тракта. При этом мощности мешающих сигналов могут быть значительно выше мощности полезного сигнала. В результате, в зависимости от режима работы схемы автоматической регулировки усиления (АРУ) ВЧ-тракта, могут сложиться две ситуации:

- если схема АРУ управляется на основании информации о размахе суммарного сигнала на входе АЦП, то при наличии мощных мешающих сигналов либо при большом количестве мешающих сигналов коэффициент усиления ВЧ-тракта снижается, в результате чего повышается общий коэффициент шума приемника за счет увеличения вклада шумов квантования АЦП и, соответственно, снижается чувствительность;

- если схема АРУ управляется на основании информации о размахе полезного сигнала, полученной после фильтрации, то при наличии мощных мешающих сигналов либо при большом количестве мешающих сигналов велик риск перегрузки АЦП и, соответственно, необратимых искажений полезного сигнала, приводящих к резкому росту ошибок в принятом сигнале.

Решается данная проблема только за счет увеличения разрядности АЦП. Дополнительными ограничивающими факторами трактов с АЦП на несущей частоте являются:

- достаточно высокая на настоящее время стоимость АЦП с частотами дискретизации, превышающими 500 МГц, и разрядностью квантования в 14 и более бит/отсчет;

- сложность передачи высокоскоростного потока цифровых данных с АЦП на цифровую схему обработки;

- высокие требования к тактовым частотам цифровых схем, выполняющим операцию преобразования частоты.

Тем не менее, именно тракты с АЦП на несущей частоте имеют наилучшие перспективы развития. Элементная база совершенствуется, АЦП с разрядностью 16 бит при частотах дискретизации 1 ГГц и выше есть в линейке практически у всех ведущих мировых производителей (Analog Devices, Texas Instruments, Maxim Integrated и др.). В настоящее время подобные тракты для МВ- и ДМВ-диапазонов еще достаточно дорогостоящи и используются, в основном, в профессиональной аппаратуре. Однако цены на элементную базу неуклонно снижаются, что дает возможность ее использования и в радиоприемных трактах устройств массового применения.

Реализация радиопередающих трактов

Современные радиопередающие тракты строятся, как правило, по одной из 4-х представленных на рис. 3 схем. Наиболее часто встречается вариант с нулевой ПЧ (рис. 3, *a*). В нем в цифровой части формируется комплексная огибающая радиосигнала (сигналы I , Q), которая квадратурным преобразователем переносится на несущую частоту. Достоинство схемы – простота реализации, возможность достижения компромисса между увеличением тактовой частоты цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) DAC1, DAC2 и снижением требований к аналоговым фильтрам $Z3$, $Z4$. Квадратурное преобразование избавляет от необходимости подавления зеркального канала и позволяет перенести операции по формированию спектра радиосигнала на уровень его комплексной огибающей и выполнять их в цифровом виде фильтрами $Z1$ и $Z2$ (рис. 3, *a–в*). Проблемы аналогового квадратурного преобразования частоты в передатчике такие же, как и в приемнике, и способ их решения аналогичный – замещение аналоговой обработки на цифровую.

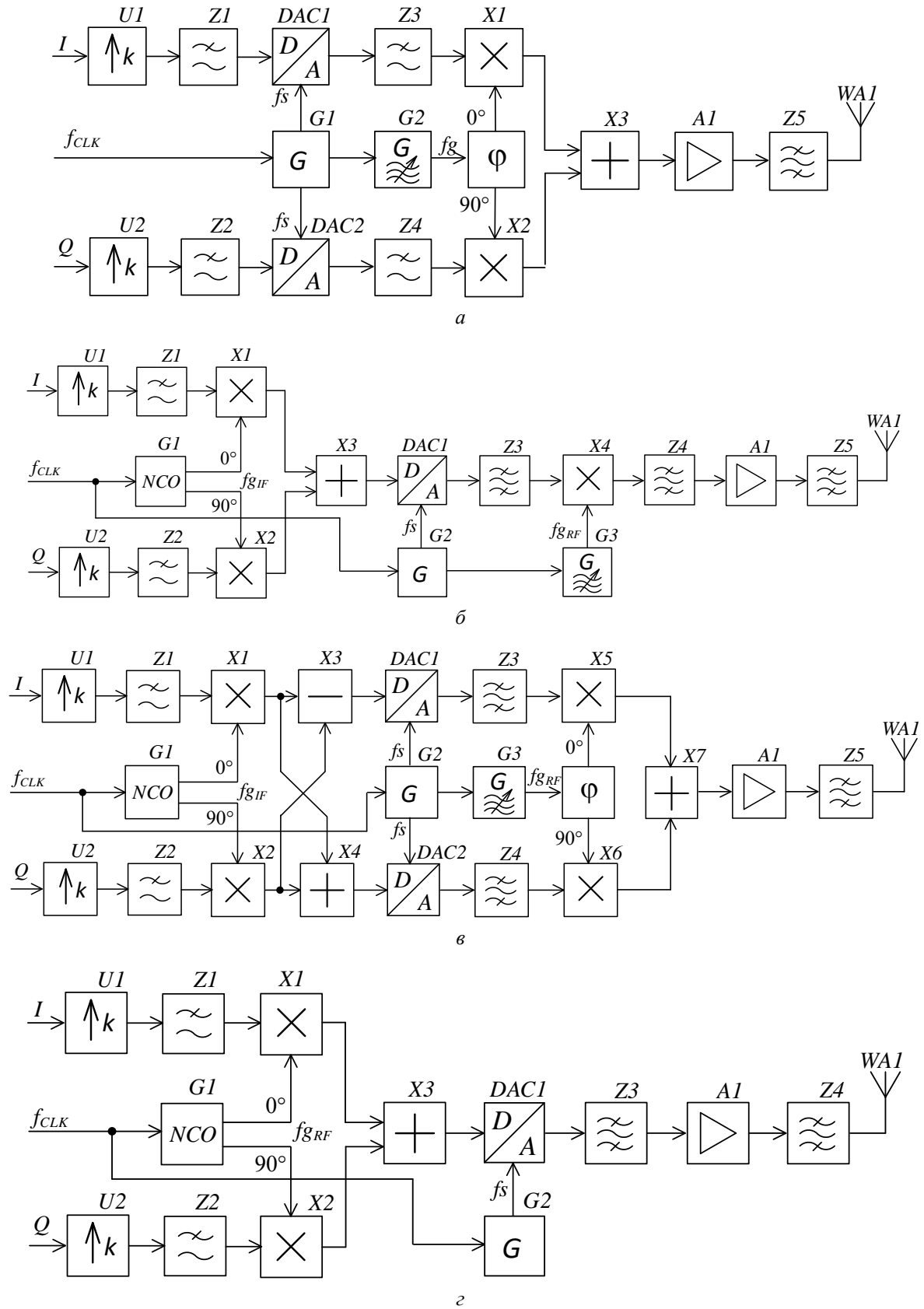


Рис. 3. Варианты построения радиопередающих трактов: *а* – с нулевой ПЧ; *б* – с двукратным комплексно-вещественным преобразованием частоты; *в* – с двукратным комплексным преобразованием частоты; *г* – с полностью цифровым формированием радиосигнала

В зависимости от возможностей цифровой части тракта, возможны следующие варианты.

1. Цифровое преобразование на достаточно низкую (десятки, максимум – сотни мегагерц) частоту, а далее использование супергетеродинного преобразования [11] (рис. 3, б). Оно подходит для систем с малым отношением ширины диапазона рабочих частот $\Delta F_{\text{дрч}}$ к полосе частот радиоканала $\Delta F_{\text{рк}}$, в противном случае, требуются перестраиваемые либо переключаемые фильтры $Z4, Z5$ для подавления зеркального канала.

2. Схема с двукратным комплексным преобразованием частоты. В ней цифровым способом на промежуточной частоте формируются две квадратурные составляющие радиосигнала со значением, аналогичным использованному в схеме на рис. 3, б. Перенос на несущую также квадратурный, соответственно, зеркальный канал возникает только при неидентичности аналоговых частей I - и Q -каналов, поэтому требования к фильтру $Z5$ существенно ниже.

3. Схема с полностью цифровым формированием радиосигнала (рис. 3, в). В ней вся операция по формированию радиосигнала и переносу его на несущую частоту выполняется в цифровом виде [12, 13], поэтому автоматически решаются все проблемы, связанные с неидентичностью каналов и проникновением сигналов гетеродина в выходной тракт. Остается проблема реализации ЦАП с высокой тактовой частотой (порядка 10 ГГц для преобразования радиосигнала на несущей частоте 3 ГГц; требования теоремы отсчетов здесь должны выполняться с достаточным запасом для компенсации спада АЧХ по закону $\sin(f)/f$). Также в состав ЦАП должна входить схема интерполяции сигнала (блоки $U1, U2$ и $Z1, Z2$, см. рис. 3) до нужных значений тактовых частот, т.к. работа цифрового модуля кодирования и модуляции на таких частотах пока невозможна [14].

В целом, анализ построения передающих трактов показывает перспективность перехода на полностью цифровые методы формирования радиосигнала, по крайней мере, до значений несущих частот порядка 1...3 ГГц.

Заключение

Переход на полностью цифровую реализацию как радиоприемных, так и радиопередающих трактов УКВ диапазона позволяет улучшить их эксплуатационные параметры, повторяемость, а также повысить надежность работы. Элементная база для этого уже существует, причем ее доступность растет с каждым годом.

MODERN TRENDS OF CONSTRUCTION DIGITAL TRANSCEIVERS VHF AND UHF RANGE

A.L. KHAMINICH

Abstract

Methods for constructing the transceivers paths of digital radiocommunication systems, broadband wireless access, television and sound broadcasting, oriented to work in the frequency range from 30 to 3000 MHz (VHF and UHF ranges) are considered. The tendency of successive substitution of analogue nodes of radiotransmission by digital devices has been noted, up to the implementation of analog-digital and digital-analog transformations directly on the carrier frequency, problems of realization of completely digital transceiver paths are considered.

Keywords: receivers part, modulation, frequency conversion, sampling.

Список литературы

1. Радиоприемные устройства / Под ред. Н.Н. Фомина. М.: Горячая линия – Телеком, 2007. 520 с.
2. *Qizheng Gu*. RF system design of transceivers for wireless communications. Springer: Science+Business Media, Inc. 2005. 487 p.
3. Цифровые радиоприемные системы / Под ред. М.И. Жодзишского. М. : Радио и связь, 1990. 208 с.
4. *Kearney F., Frizelle D.* Complex RF Mixers, Zero-IF Architecture, and Advanced Algorithms: The Black Magic in Next-Generation SDR Transceivers // Analog Dialogue. 2017. Vol. 51, Num. 1. P. 15–19.
5. *Brannon B.* Where Zero-IF Wins: 50% Smaller PCB Footprint at 1/3 the Cost // Analog Dialogue. 2016. Vol. 50, Num. 3. P. 21–27.
6. *Nash E., Toh Y., Hendrickson G.* Single Chip Realizes Direct-Conversion Rx // Microwaves & RF. October 2002. P. 55–67.
7. Nash E. Correcting Imperfections in IQ Modulators to Improve RF Signal Fidelity Application Note AN-1039 [Electronic resource]. URL: <http://www.analog.com/media/ru/technical-documentation/application-notes/AN-1039.pdf> (date of access: 20.04.2018).
8. CN-0248 Circuit Note, An IQ Demodulator-Based IF-to-Baseband Receiver with IF and Baseband Variable Gain and Programmable Baseband Filtering, Analog Devices
9. *Jayamohan U.* Crossing a New Frontier of Multiband Receivers with Gigasample ADCs // Analog Dialogue. 2016. Vol. 50, Num. 3. P. 14–16.
10. *Harris J.* What's Up With Digital Downconverters // Analog Dialogue. 2016. Vol. 50, Num. 3. P. 7–13.
11. AN-0996 Application Note. The Advantages of Using a Quadrature Digital Upconverter (QDUC) in Point-to-Point Microwave Transmit Systems. Analog Devices.
12. Wideband RF Mixing-DAC Achieving IMD < -82 dBc Up to 1.9 GHz / E. Bechthum [et al.] //IEEE Journal of Solid-State Circuits. 2016. Vol. 51, iss. 6. P. 1374–1384.
13. A 5.3GHz 16bit 1.75GSps wideband RF Mixing-DAC achieving IMD < -82 dBc up to 1.9 GHz / E. Bechthum [et al.] // Solid-State Circuits Conference. IEEE International, Feb. 2015.
14. *Michel Pecot* Enabling High-Speed Radio Designs with Xilinx All Programmable FPGAs and SoCs White Paper: All Programmable FPGAs and SoCs. WP445 (v1.0) January 20, 2014.