

## **О схемотехнике цифровых трансиверов UHF-диапазона для достоверной передачи данных Цифровой трансивер на базе ИМС AT86RF211**

### **1. Вместо предисловия**

Очень часто, при проектировании микропроцессорных систем возникает необходимость в беспроводной связи между компонентами системы. Разумеется, речь не идёт о глобальных и полуглобальных системах – речь идёт о системах, где компоненты могут быть разнесены на расстояние, не превышающее 3х километров, а чаще всего 30...100м – SRD (Short Range Devices).

Применение ИК канала сдерживается необходимостью размещать приёмопередающие части устройства на линиях прямой видимости, а вот радиоканальные устройства свободны от этого недостатка. Для работы радиоканальных цифровых устройств в диапазоне UHF были выделены следующие нелицензируемые частоты: 434МГц и 868 МГц в Европе, и 916МГц в Америке. Есть ещё один нелицензируемый диапазон для цифровых трансиверов – 2.5ГГц, однако, построение радиотракта для работы в этом диапазоне требует некоторых навыков в проектировании СВЧ- устройств; также для работы в этом диапазоне частот разработаны довольно специфические ИМС, которые невозможно применить за границами частотного диапазона 2.5ГГц – вообще, на проектировании устройств для этого частотного диапазона, равно как и для других диапазонов (например, 27МГц), лежащих за пределами 300...1000МГц я не буду останавливаться.

Многие фирмы увидели необходимость интегрального построения таких устройств и на данный момент, по моему мнению, можно остановиться на 4 вариантах построения схемы цифрового трансивера: на дискретных элементах, на ИМС ф.Motorola, на ИМС ф.Texas Instruments и на ИМС ф.Atmel.

В принципе, на рынке находится достаточно много ИМС от “безымянных” азиатских производителей, но их обзор не укладывается в рамки данного текста и требует отдельной статьи, т.к. спектр ИМС весьма пёстр.

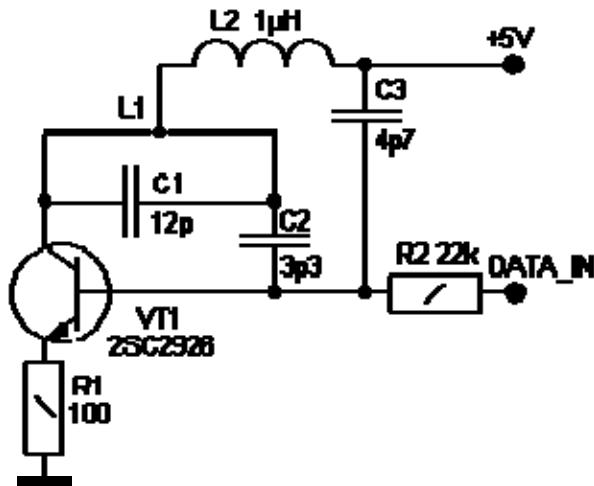
При передаче данных с помощью цифровых трансиверов обычно используют два типа модуляции: ASK (Amplitude Shift Key) и FSK (Frequency Shift Key), т.е. разновидность АМ и ЧМ модуляции, соответственно. При передаче данных ASK модуляцией, один уровень соответствует включённому состоянию передатчика, а другой – выключённому. При передаче данных FSK модуляцией, одному уровню соответствует одна частота, другому – другая. Видно, что в обоих методах модуляции сохраняется постоянная составляющая сигнала (в отличие от АМ и ЧМ в “традиционном” понимании), что важно при передаче цифрового сигнала.

Следует отметить, что обычно для простых систем, с радиусом связи около нескольких десятков метров, выгоднее использовать ASK модуляцию, т.к. и передатчик и приёмник ASK модуляции значительно проще, чем FSK. ASK модуляция обычно используется при построении однонаправленных трактов на дискретных элементах с невысокими скоростями передачи данных, например, автомобильных сигнализациях, охранных устройствах, игрушках, и т.п.. При построении систем двусторонней связи с радиусом действия более нескольких десятков метров обычно используют системы с FSK модуляцией, т.к. они обеспечивают большую дальность и больший уровень помехозащщённости, чем системы с ASK модуляцией той же мощности. К тому же при высокой скорости передачи данных в системе с ASK модуляцией сложнее реализовать схему передатчика с полосой передачи адекватной скорости передачи данных.

## 2. Схемотехника

### 2.1 ASK

При построении ASK-передатчика на дискретных элементах обычно используют однотранзисторную схему, приведённую ниже.

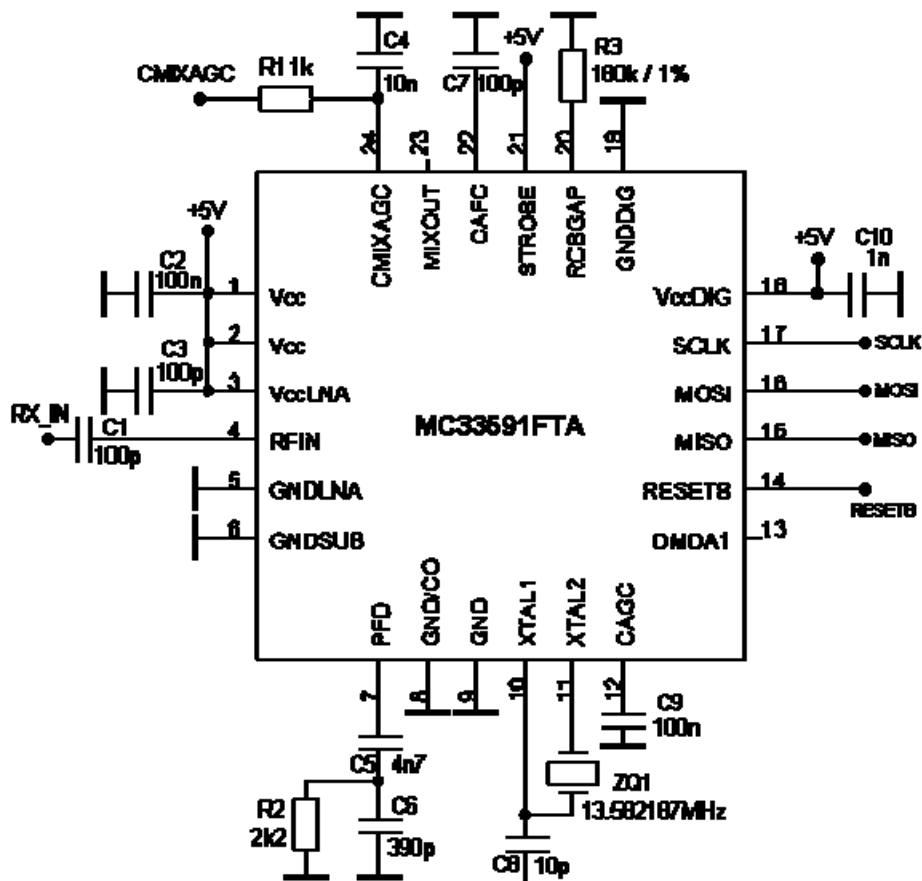


Резонансный контур L1C1 одновременно является передающей антенной и обычно выполняется в виде полукруглого проводника на печатной плате с центральным отводом. Для частоты 433.92МГц для данной схемы длина L1 около 50мм.

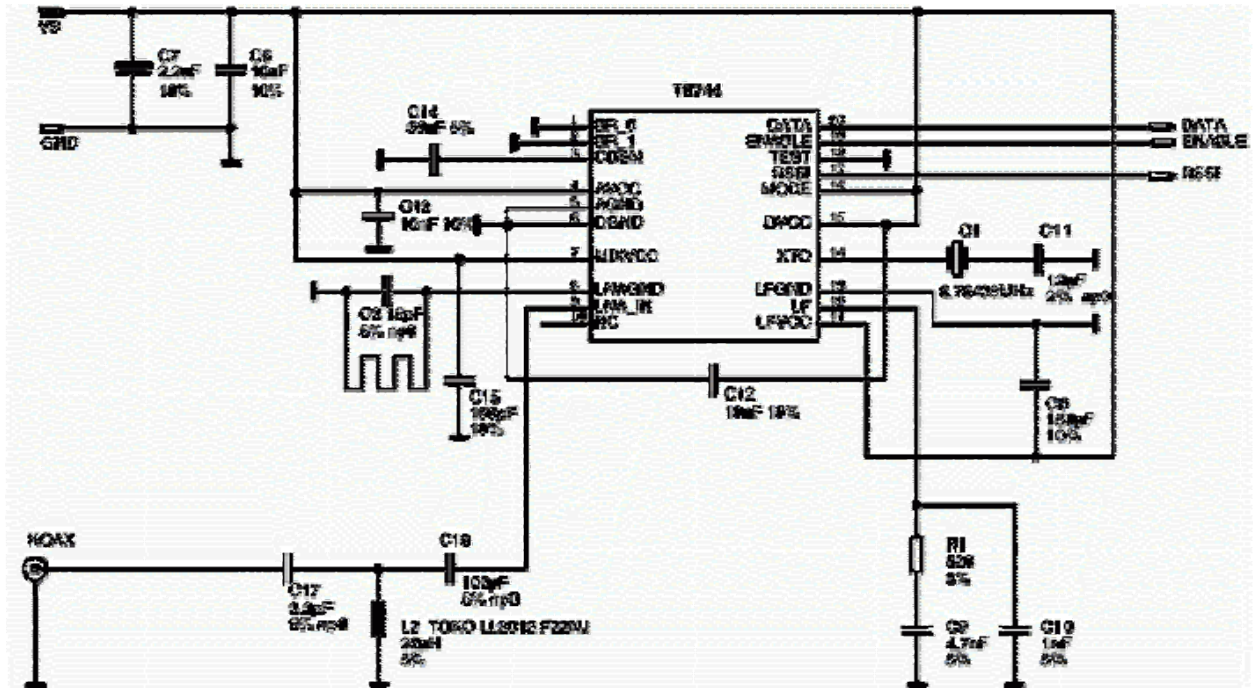
Входные данные поступают на вход DATA\_IN и, по сути, управляют включением выключением ВЧ-генератора. Эта схема типична для большинства применений: брелоков автомобильных сигнализаций, охранных беспроводных датчиков и т.п..

Ориентировочная скорость передачи данных таким передатчиком до 12Кбит/с. Ориентировочная дальность системы с таким передатчиком от 30м до 150м; дальность в большой степени зависит от конструкции приёмника, конструкции приёмной антенны и условий приёма сигнала.

Приёмник сигналов ASK-передатчика на дискретных элементах обычно выполняют по сверхрегенеративной схеме, но можно сделать супергетеродинный приёмник, например, приёмник на ИМС MC33591 ф. Motorola.



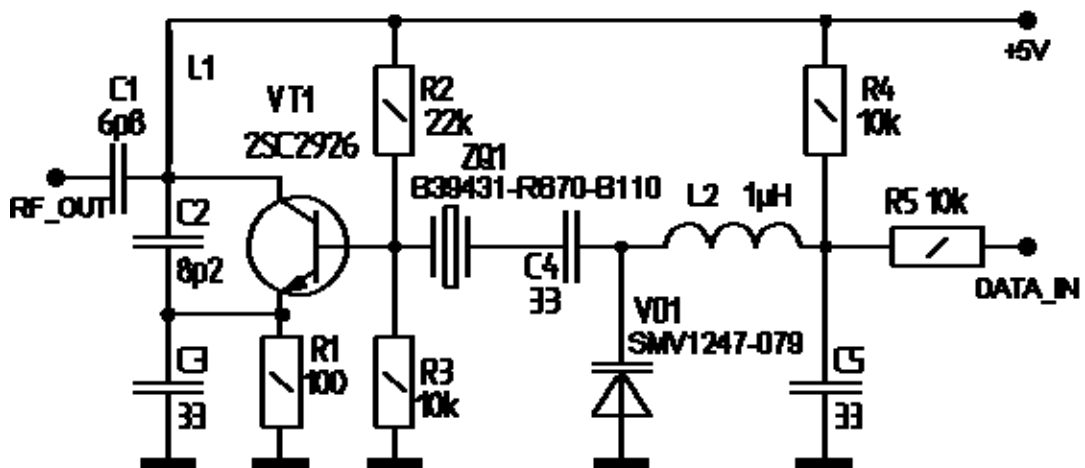
Лучшие результаты показывает ASK-приёмник на ИМС T5744 ф. Atmel.



Достоинством схем на дискретных элементах является низкая стоимость, но схемы на дискретных элементах требуют применения индуктивных элементов для настройки частоты гетеродина. От этих недостатков, как правило свободны схемы на ИМС, где частота гетеродина получается умножением частоты задающего кварцевого генератора, но, естественно, что цена приёмника на ИМС выше за счёт применения кварцевого резонатора и, собственно, самой ИМС приёмника. Но, также стоит отметить, что параметры приёмников на специализированных ИМС обычно на порядок лучше, чем у приёмников на дискретных элементах.

## 2.2 FSK

Ещё не так давно FSK-передатчик на дискретных элементах был значительно сложнее, чем ASK- передатчик, однако, с появлением ПАВ-резонаторов, схема FSK-передатчика стала очень простой. Обычно используют однотранзисторную схему, похожую на приведённую ниже.

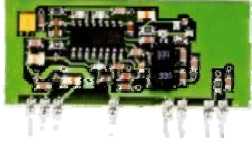
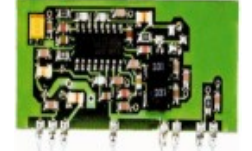
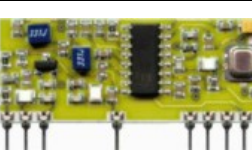


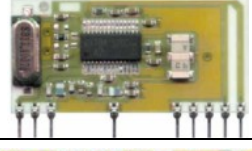
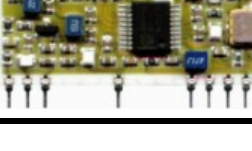





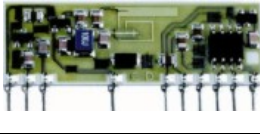
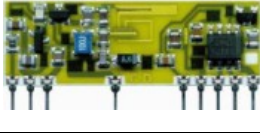
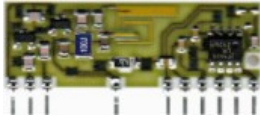
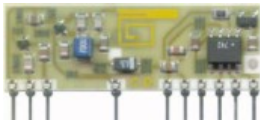

ZQ1 – это ПАВ-резонатор на частоту 433.92МГц ф.Ерсос. Розничная цена такого резонатора 1..4\$.

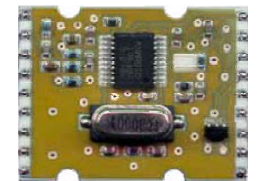
Однако, FSK-передатчики на дискретных элементах встречаются не так часто: относительная сложность схемы должна быть оправдана. К тому же девиация частоты подобного FSK-передатчика весьма невелика, т.е. больших скоростей передачи ждать бесполезно: довольно редко удаётся получить ширину полосы более 8кГц. Поэтому чаще встречаются схемы FSK-передатчиков на ИМС. Тут выбор просто огромен: от ИМС передатчиков с несколькими навесными компонентами (например, АТА5756 ф.Аtmel, МС33493 ф.Мotorola), до передатчиков со встроенными микроконтроллерами (например, АТ86RF401 ф.Аtmel). Следует также отметить, что большинство ИМС могут передавать данные как FSK-модуляцией, так и ASK.

### 2.3 Выбор радиотракта: покупной или свой? Выбор частоты. ASK или FSK?

Для простых применений можно воспользоваться готовыми модулями, которые в большом ассортименте предлагают азиатские производители электроники. В качестве примера приведу таблицу характеристик приёмников предлагаемых ф.Telecontrolli (дилер ф.Rainbow Technologies – [www.rtcs.ru](http://www.rtcs.ru)).

Тип модуля / цена	Описание	Упит / Ипит	Чувствительность dBm	Частота, MHz	Скорость передачи данных, kbps	Внешний вид
RRS1-xxx/ 433-18\$	Супергетеродинный ASK-приёмник с входным фильтром на ПАВ; генератор управляемый ПАВ	5V / 4mA	-100	315 418 433.92	4.8	
RRS2-xxx/ 433-12.7\$	Недорогой супергетеродинный ASK-приёмник с входным LC-фильтром; генератор управляемый ПАВ	5V / 4mA	-102	315 418 433.92	4.8	
RRS3-xxx/ 433-12.7\$	Супергетеродинный ASK-приёмник с входным фильтром и предварительным усилителем; генератор управляемый ПАВ	5V / 5mA	-106	315 418 433.92	4.8	
RRQ1-xxx/ 433-16\$	Супергетеродинный ASK-приёмник с кварцевым резонатором. Частоты: 433,9 и 868,35 МГц	5V / 5mA	433 - -110 868 - -104	433,92 868,35	4.8	
RRQ2-xxx/ 433-13.8\$	Супергетеродинный ASK-приёмник с кварцевым резонатором и бесшумной настройкой	5V / 5mA	-107	315 433,92 868,35	4.8	
RRF1-xxx/ ?	Супергетеродинный FSK-приёмник	5V / 6mA	-90	315 418 433,92	2.4 4.8 9.6	
RRFQ1- xxx/ 315-8\$ 433-12.8\$ 868-15.4\$	Супергетеродинный FSK-приёмник	5V / 6mA	-102	315 433,92 868,35	0,3 4,8	

Тип модуля / Цена	Описание	Упит / Ипит	Чувствительность dBm	Частота, MHz	Время включения сек	Внешний вид
RR1-xxx/ ?	Сверхрегенеративный приёмник с фиксированной частотой; диапазон частот, задаваемый заказчиком: от 200 до 450 МГц	5V / 3mA	-103	315 418 433.92	<1.2	
RR3-xxx/ 433 – 4.7\$	Сверхрегенеративный приёмник с лазерной настройкой контура в процессе изготовления	5V / 3mA	-103	315 418 433.92	<1.2	
RR4-xxx/ 433 – 5.48\$	Сверхрегенеративный приёмник с лазерной настройкой контура в процессе изготовления, и каскадным входом; низкий уровень выделяемого спектра	5V / 3mA	-105	315 418 433.92	<2	
RR6-xxx/ 433 – 5.3\$	Сверхнизкопотребляющий сверхрегенеративный приёмник; моментальное включение; лазерная настройка контура	5V / 0.5mA	-95	315 418 433.92	<0.15	
RR8-xxx/ 6.5\$	Низкопотребляющий сверхрегенеративный приёмник с напряжением питания 3В; лазерная настройка контура	3V / 0.5mA	-90	315 418 433.92	<0.15	
RR10-xxx/ ?	Сверхрегенеративный приёмник с узкой полосой пропускания: низкое энергопотребление; лазерная настройка контура	5V / 1.2mA	-102	315 418 433.92	<1.2	
RR11-xxx/ ?	Низкопотребляющий сверхрегенеративный приёмник с коротким временем включения	5V / 0.3mA	-95	315 418 433.92	<0.15	
RR15-xxx/ ?	Сверхрегенеративный приёмник с входным фильтром на ПАВ.	5V / 4mA	-100	433.92	<0.15	

Тип модуля / Цена	Описание	Упит / Ипит	Чувствительность/ мощность dBm	Частота, MHz	Скорость передачи данных, kbps	Внешний вид
RXQ1 / 37.1\$	Двухдиапазонный FSK-трансивер	3..5V / RX - 12mA TX – 26mA	-100 / +5	433.92 434.33	20	

Приведённый перечень не является рекламой, а просто призван показать примерный уровень цен на радиочастотные модули. Из приведённых таблиц видно, что цена на

сверхрегенеративные приёмники ниже, чем на супергетеродинные. Однако, несмотря на относительную дешевизну сверхрегенеративных приёмников в ответственных частях системы применять их не стоит, т.к. сверхрегенеративный приёмник не обладает стабильностью приёмных параметров при изменяющихся внешних климатических условиях, а также внутрисхемных параметрах: напряжении питания, уровне сигнала в антенне и т.п.).

Очевидно, что приведённые цены достаточно высоки, а скорости передачи-приёма данных весьма низкие, т.е. устанавливать супергетеродинные радиочастотные модули при выпуске неединичных экземпляров систем, где эти радиочастотные модули применены, накладно для кошелька.

Но указанная цена – это ещё не все те деньги, которые придётся выложить для построения системы приёма данных: здесь нет микроконтроллера, который должен заниматься приёмом и восстановлением данных! Для простых систем с радиусом действия 10..50м типа охранных устройств с низкой скоростью передачи данных, вполне достаточно микроконтроллера средней производительности, например AT89C2051 или PIC12C509, однако, если речь идёт о системах передачи данных типа удалённого терминала со средней и высокой скоростью, то здесь желательнее применение более высокопроизводительных процессоров, например AT90S2313. К цене радиомодуля добавляется микроконтроллера с обвязкой – это в среднем 2..5\$. Таким образом, реальная цена одного устройства приёма-передачи данных на базе трансивера RXQ1 составит 42..45\$, что весьма недешево и сопоставимо со стоимостью готового модуля Bluetooth-USB радиус действия которого, правда, всего 10м. Т.е. разрабатывать и делать свой радиомодуль, если речь не идёт о единичных образцах, выгодно!

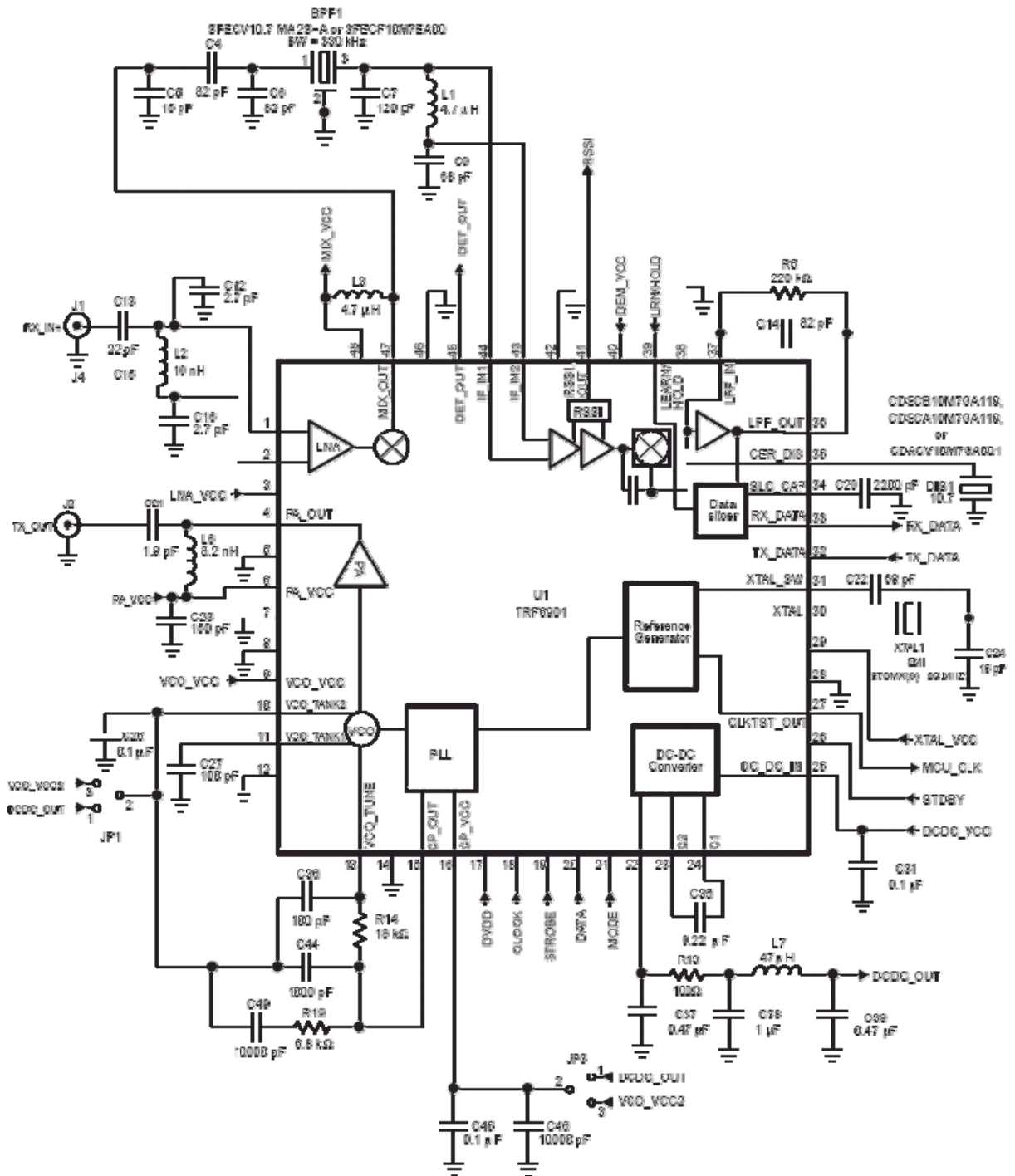
Выбрать частоту для построения нелицензируемого радиотракта можно, увы, только из двух вариантов: 433.92МГц и 868.35МГц. Если выполнены требования инспекции электросвязи на эти передатчики (мощность, побочные излучения и т.п.), то регистрация изделия в инспекции электросвязи не нужна. При выборе частоты следует учитывать не только выходную мощность передатчика, полосу, но и уровень помех. Дело в том, что диапазон 433.92МГц используется для реализации радиотрактов охранных сигнализаций и, например, в городах в редкие минуты на этой частоте ничего не “пищит”. Поэтому, если к надёжности связи выдвигаются повышенные требования, лучше воспользоваться диапазоном 868.35МГц – он менее зашумлен.

Выбрать тип модуляции достаточно просто: тип модуляции определяется элементной базой, на которой делается трансивер для передачи/приёма данных. Если варианты трактов ASK и FSK трансиверов оказались равноценными, то лучше свой выбор склонить в пользу FSK-модуляции, т.к. при одинаковых параметрах приёмопередающих трактов, при передаче данных FSK-модуляцией обеспечивается большая помехозащищённость, чем при передаче данных ASK-модуляцией.

### **3. Выбор ИМС трансивера**

На выбор элементной базы трансивера обычно влияет так много факторов, что рекомендовать какой-либо алгоритм довольно сложно, но наиболее универсальной среди общедоступных ИМС является ИМС ф.Atmel AT86RF211. Эта ИМС обеспечивает скорость передачи данных до 64кбит/с и работает в диапазоне от 400МГц до 950МГц. При этом ИМС требует весьма немного дополнительных компонентов обвязки, причём разработчики сделали ИМС так, что значение 2ой ПЧ – 10.7МГц, что подразумевает

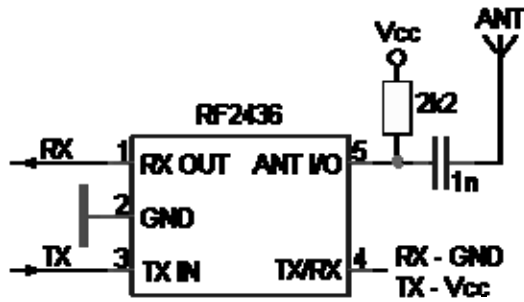
использование дешёвого керамического фильтра, а значение частоты кварцевого резонатора в опорном генераторе – 10.245МГц..10.255МГц, т.е. наиболее популярная частота, используемая при построении синтезаторов частоты в радиоприёмных устройствах. Мощность передатчика, встроенного в ИМС AT86RF211 довольно высока: на частоте 433.92МГц около 13dBm (20mW), на частоте 868.35МГц около 10dBm (10mW). При этом приёмопередающая антенна подключается прямо к выводу ИМС, т.е. не требуется ни дуплексер, ни коммутатор, ни какое-либо другое устройство переключающее антенну между передающей и приёмной частью, при этом трансивер довольно быстро переключается между режимами приёма и передачи (<200мкс). Реализация цифрового трансивера на AT86RF211 наиболее проста по сравнению с реализациями на других ИМС.



И, хотя ИМС AT86RF211 подходит для большинства применений, на практике может понадобиться более высокий уровень сигнала передатчика, чем выдаёт передатчик ИМС

AT86RF211, или более высокая скорость обмена, чем позволяет ИМС AT86RF211. В этом случае, затраты на увеличение полосы пропускания или дополнительный коммутатор выходного усилителя мощности могут быть непропорционально велики, и тогда стоит подумать над конструкцией трансивера на более скоростной ИМС в которой вход приёмника и выход передатчика реализованы отдельно, например ИМС TRF6901 ф. Texas Instruments, рекомендуемая схема которой приводится ниже.

В случае использования ИМС TRF6901, подсоединить к ИМС трансивера усилитель мощности не составит труда; переключать же антенну между приёмником и передатчиком можно с помощью дешёвого однополярного интегрального ключа RF2436 ф. RF Micro Devices (0.4\$.1.4\$).



Напряжение питания этого ключа от 1.5В до 6В, напряжение коммутации RX – 0В, TX – >0.7В, диапазон частот от постоянного напряжения до 2.5ГГц, потери на частоте 900МГц 1дБ как в режиме приёма, так и в режиме передачи, разделение каналов RX/TX не менее 20дБ, максимальная коммутируемая мощность (вход TX IN) +27dBm.

Итак, для большинства применений подходит ИМС цифрового трансивера AT86RF211 и поэтому построение цифрового трансивера будет рассматриваться именно на этой ИМС.

#### 4. Схемотехника приёмопередающего тракта

##### 4.1 Выбор конфигурации

В качестве отправной точки для проектирования схемы радиотракта была взята схема радиотракта из руководства по применению AT86RF211 “FSK Transceiver for ISM Radio Applications. Revision 2.0”, а также таблица возможных конфигураций, в которой указаны приблизительные параметры радиотракта при той или иной конфигурации.

##### Конфигурация

Описание конфигурации	Чувствительность, dBm	Ширина полосы, kHz	Устойчивость к внешнему эл. - магн. полю, V/m	Расстояние связи на открытой местности, m	Элементы на схеме
Стандартная	-90	150	3	~50	фильтр IF1, антенна на печатной плате
Стандартная	-90	150	3	~100	фильтр IF1, антенна в виде штывря
Чувствительная, широкополосная	-103	150	3	~300...400	фильтр IF1, антенна в виде штывря, доп. усилитель
Чувствительная, широкополосная	-100	150	>5	~300...400	фильтр IF1, антенна в виде штывря, доп. усилитель, керамический RF-фильтр
Чувствительная, широкополосная	-99	150	>5	~300...400	фильтр IF1, антенна в виде штывря, доп. усилитель, ПАВ RF-фильтр на входе усилителя



Конфигурация (продолжение)

Описание конфигурации	Чувствительность, dBm	Ширина полосы, kHz	Устойчивость к внешнему эл.-магн. полю, V/m	Расстояние связи на открытой местности, m	Элементы на схеме
Чувствительная, с высокой избирательностью (узкополосная)	-103	35	3	~300...400	фильтр IF1, фильтр IF2, антенна в виде штыря
Чувствительная, с высокой избирательностью (узкополосная)	-100	35	>5	~300...400	фильтр IF1, фильтр IF2, антенна в виде штыря, керамический RF-фильтр
Чувствительная, с высокой избирательностью (узкополосная)	-99	35	>5	~300...400	фильтр IF1, фильтр IF2, антенна в виде штыря, ПАВ RF-фильтр
Высокочувствительная, с высокой избирательностью (узкополосная)	-113	35	3	>1000	фильтр IF1, фильтр IF2, антенна в виде штыря, доп. усилитель
Высокочувствительная, с высокой избирательностью (узкополосная)	-110	35	>5	600...1000	фильтр IF1, фильтр IF2, антенна в виде штыря, доп. усилитель, керамический RF-фильтр
Высокочувствительная, с высокой избирательностью (узкополосная)	-109	35	>5	~600..800	фильтр IF1, фильтр IF2, антенна в виде штыря, доп. усилитель, ПАВ RF-фильтр

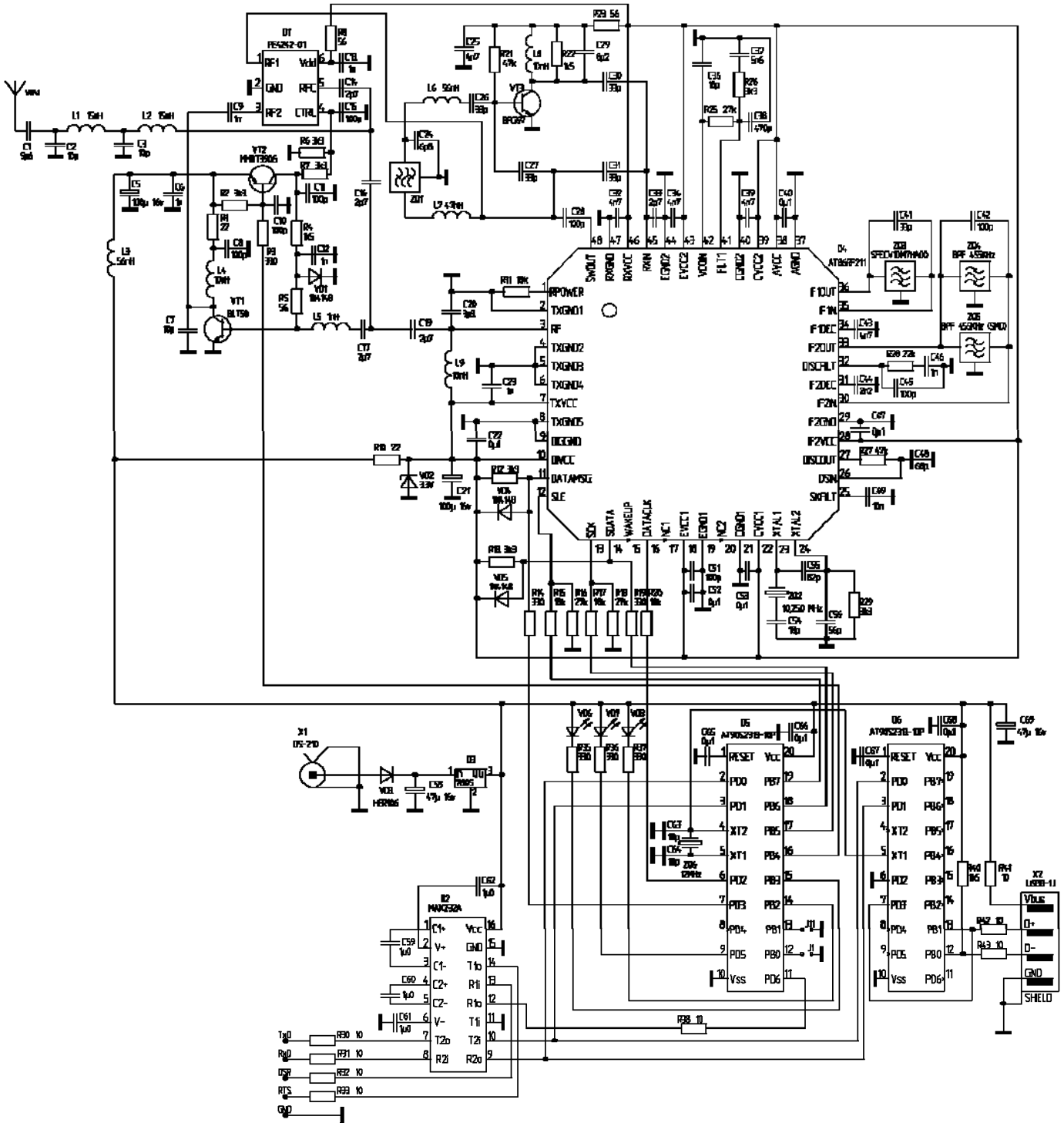
Желание получить максимальную дальность связи вполне естественно, поэтому за основу будет браться конфигурация с максимальным радиусом действия (выделена в таблице), однако, схема будет нарисована таким образом, что в случае необходимости путём установки/удаления компонентов можно будет реализовать любой вариант, в том числе и вариант с дополнительным усилителем мощности.

Из таблицы видно, что добавление RF-фильтра значительно улучшает иммунитет радиотракта к помехам (правда, снижая при этом чувствительность), однако, на практике оказалось, что достать за разумные деньги керамический или ПАВ фильтр на частоту 433.92MHz или 868.35MHz весьма непросто.

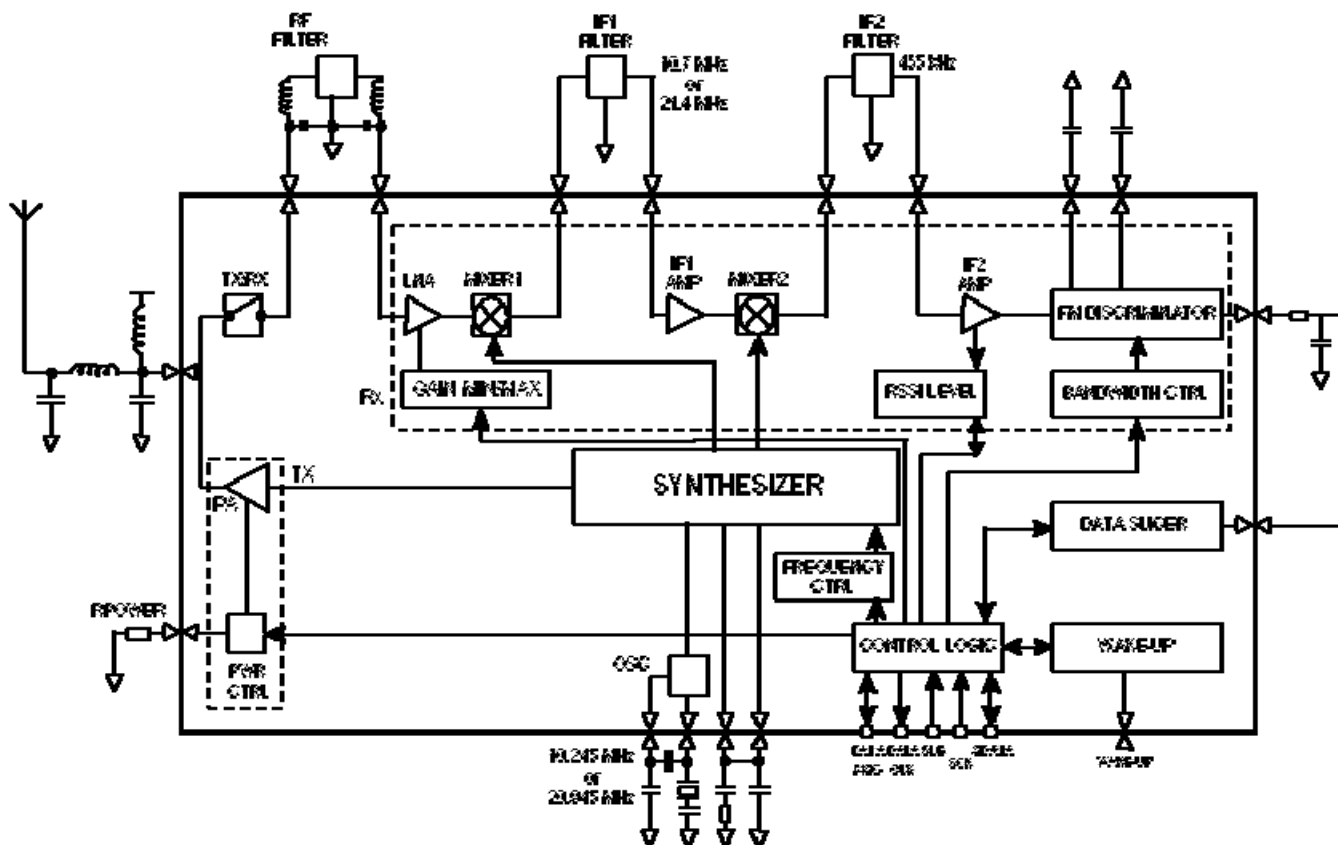
В большинстве применений цифровых трансиверов, не связанных с охранными устройствами, не требуется принимать мер по энергосбережению и, как правило, напряжение питания составляет +5V. Поэтому интерфейс и питание радиоканальной части делались из расчёта на напряжение +5V, хотя сама ИМС AT86RF211 работает при напряжениях 2.7V...3.6V; сигнал WAKEUP не используется, хотя возможность использовать WAKEUP-режим посредством циклического опроса регистра статуса остаётся.

## 4.2 Электрическая схема

Схема трансивера на ИМС AT86RF211.



Ниже приводится блок схема ИМС AT86RF211.



### 4.3 Краткое описание назначения элементов

C1...C3, C14 (или C16), L1, L2 – входной/выходной согласующий фильтр.

D1 – коммутатор антенны между приёмной и передающей частями схемы трансивера.

На транзисторе VT1 собран ВЧ-усилитель мощности, диод VD1 задаёт режим транзистора VT1 во время передачи. Транзистор VT2 управляет транзистором VT1 (приём-передача) и коммутатором D1.

Конденсатор C16 устанавливается в случае отсутствия усилителя мощности на транзисторе VT1.

Через катушку L9 поступает питание оконечного ВЧ-усилителя мощности ИМС D4. Резистор R11 задаёт выходную мощность передатчика.

Элементы L6, L7, C24 служат для согласования керамического или ПАВ RF-фильтра, в случае отсутствия RF-фильтра, устанавливается конденсатор C27.

На транзисторе VT3 собран маломощный RF-усилитель. Если дополнительный усилитель не нужен, то вместо него устанавливается конденсатор C31.

C36...C38, R25, R26 – элементы синтезатора частоты.

ZQ3 – фильтр 1ой ПЧ, в случае ненадобности вместо него устанавливается конденсатор C41.

ZQ4 (или ZQ5) - фильтр 2ой ПЧ, в случае ненужности вместо него устанавливается конденсатор C42.

На элементах R27, C48 собран интегратор, подключенный к выходу дискриминатора. В данном случае сглаживает слишком быстрые изменения на выходе дискриминатора.

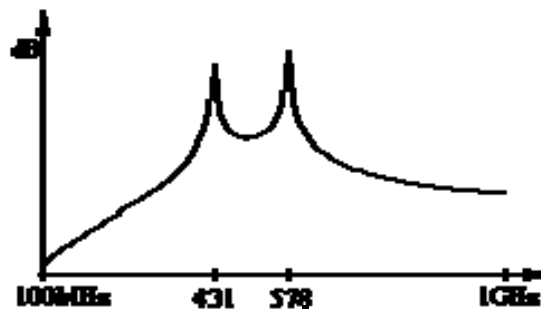
C49 устанавливает постоянную времени при демодулировании сигналов в режиме "external" без учёта постоянной составляющей (например, манчестерского кода).

C54...C56, ZQ2, R29 – элементы задающего генератора; резистор R29 служит для повышения устойчивости запуска генератора.

R12...R20, VD4, VD5 – элементы согласования 3х вольтового интерфейса AT86RF211 с 5ти вольтовым интерфейсом микроконтроллера управления.

#### 4.4 Входной фильтр

Характеристика входного фильтра на элементах C1..C3, C14, L1, L2 усиление(dB)/частота в диапазоне 100MHz...1GHz на нагрузке 300 Ом приведена на рисунке. Ниже приведена характеристика фильтра для варианта трансивера без усилителя мощности на транзисторе VT1.



Первый горб находится на частоте 431MHz, второй – на частоте 578MHz. При расчёте фильтра есть и третий горб на частоте 1.26GHz, однако, частота третьего горба настолько велика, что её можно не принимать во внимание. Расчётный подъём усиления на частоте 434MHz составляет 21dB, на частоте 578MHz – 38dB. Минимальное расчётное усиление между горбами составляет 0.8dB на частоте 497MHz. При росте частоты от 578MHz до 916MHz усиление падает до -19dB (на частоте 868MHz составляет -18dB), т.е. для работы в частотном диапазоне 868.35МГц данные фильтра должны быть другими. Конечно, резонансная частота 1го горба немного не совпадает с частотой канала приёма передачи, но в очень точном расчёте частоты на практике мало смысла, т.к. сделать фильтр в котором номиналы компонентов соблюдены с точностью более 5% достаточно сложно хотя бы потому, что столь малые номиналы достаточно сложно проконтролировать измерительными приборами. Сказывается также проходная ёмкость и индуктивность печатных проводников.

При расчёте фильтра на частоты 868MHz и 916MHz довольно сложно обеспечить попадание первого горба на частоту близкую к рабочей частоте, однако, совместить второй резонансный горб с рабочей частотой, не составляет труда. Пытаться добиться этим фильтром избирательности - дело неблагоприятное, значительно проще добиться лучшей избирательности введя RF-фильтр или доп. каскад резонансного усилителя между

выв.48 и выв.45. Для частоты 868MHz можно использовать следующие номиналы: C3 – 3.3pF, C4 – 6.8pF, C5 – 5.6pF, C6 – 2.7pF, C7 – 1.8pF, L1 – 10nH, L2 – 10nH, L3 – 15nH. Расчётный подъём усиления фильтра с такими данными на частоте 868MHz составляет 24dB.

#### 4.5 Усилитель мощности

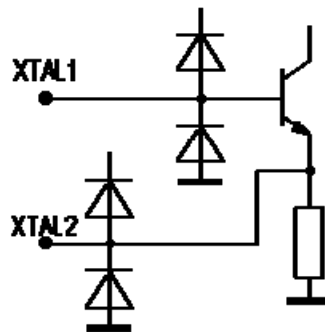
Сигнал с антенны, прошедший через фильтр попадает на выв.3 ИМС в варианте схемы без внешнего усилителя мощности. Внутри ИМС этот вывод подключен к выходу внутреннего усилителя мощности, который включается в режиме передачи, и к коммутатору, который пропускает сигнал на выв.48 ИМС в режиме приёма. На выв.3 через катушку L9 также поступает напряжение питания выходного каскада усилителя мощности ИМС.

Управление мощностью выходного усилителя передатчика производится с помощью резистора R2 и тремя битами TXLVL в регистре управления CTRL1. И хотя в описании ИМС AT86RF211 все таблицы выходной мощности приводятся для значения резистора R2 - 18k, но, поскольку от передатчика требуется максимальная мощность, то значение R2 может быть уменьшено до 10k, что даёт прирост мощности около +2dBm, т.е. на частоте 433MHz максимальный выходной уровень составит +14dBm, на частоте 868MHz - +12dBm, на частоте 916MHz - +10dBm. Усилитель мощности на транзисторе VT1 дополнительно увеличивает мощность сигнала в антенне на +10dB.

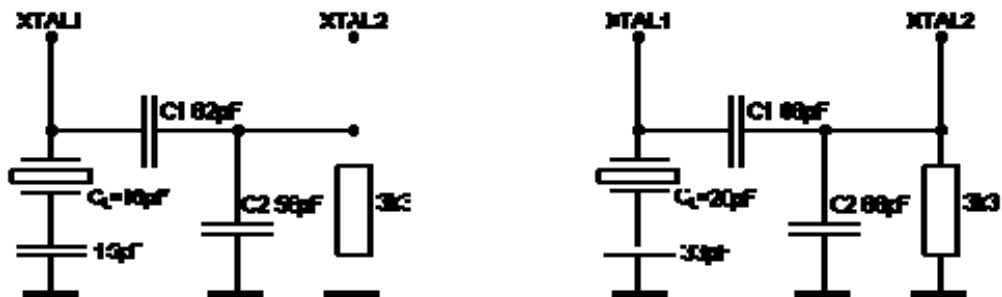
С помощью битов TXLVL в регистре CTRL1 можно установить 8 значений уровня мощности на выв.3 ИМС D4 с шагом около 1.5dBm от максимума, хотя на практике обычно стремятся к максимальной выходной мощности.

#### 4.6 Передающая часть, синтезатор

Опорный кварцевый генератор базируется на классической схеме Колпитта с тремя внешними конденсаторами (русское название – ёмкостная трёхточка).

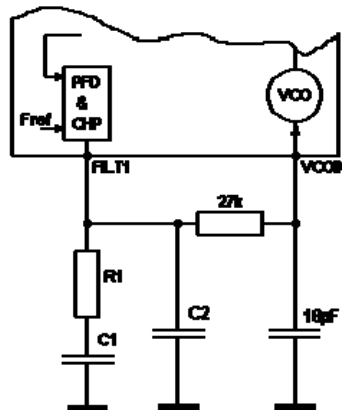


Типовые схемы включения для разных нагрузочных ёмкостей кварцевого резонатора приводятся ниже



В принципе, может быть взят кварцевый резонатор с любой нагрузочной ёмкостью, просто надо пересчитать значения C1 и C2. Резистор на выводе XTAL2 улучшает запуск генератора.

Мультипетлевой синтезатор работает в двух частотных диапазонах: 400...480MHz и 800...950MHz. Биты выбора диапазонов, а также коэффициенты деления умножения и другие элементы управления синтезатором находятся в частотных регистрах F0, F1, F2, F3. Почти все элементы синтезатора собраны внутри ИМС AT86RF211, наружу выведен только PLL-фильтр.



В описании ИМС AT86RF211 для различных скоростей передачи данных рекомендуются следующие номиналы R1, C1, C2:

- узкая полоса: R1=14.7k, C1=2.2nF, C2=220pF;
- широкая полоса: R1=10k, C1=1nF, C2=100pF;
- стандартная конфигурация: R1=3.3k, C1=5.6nF, C2=560pF.

Структура частотных регистров F0...F3 в описании ИМС AT86RF211 не приводится намеренно. Это объясняется тем, что нет простой зависимости значения регистра от частоты, и ф.Atmel пишет, что поставляет программу, которая позволяет рассчитывать значения частотных регистров. На деле же, софт для расчёта значений частотных регистров AT86RF211 найти в Интернете достаточно сложно (тут нужна определённая доля везения), а покупать Development Kit, в комплект которого входит программа - весьма накладно. Можно ещё затеять длительную переписку с ф.Atmel, в которой можно рассказать зачем, куда и сколько ИМС Вы будете потреблять, направление деятельности Вашей фирмы и т.п.. В результате этой переписки Вы, возможно, получите программу, которая переведёт Вашу частоту в биты частотного регистра. Странно, однако, то, что о структура частотных регистров настолько секретна, что даже не приводятся компоненты, его составляющие...

Так как каждый разработчик чего-либо на ИМС AT86RF211 рано или поздно задаётся вопросом, как установить требуемое значение частоты в частотном регистре, была предпринята попытка разобраться в устройстве данного регистра. Здесь и далее названия битов и коэффициентов будут приводиться в соответствии с нотацией ф.Atmel.

Название битов в частотных регистрах F0...F3 следующее:

№ бита	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21	20	19	18	17	16
имя	m33	n22	n23	m20	n35	m21	gcp0	m32	m23	n21	d12	n32	m30	selvco	code0	n36

№ бита	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
имя	n20	gcp2	m24	d11	seldiv	n30	n31	gcp1	m31	n25	n34	n24	d10	m22	n33	code1

Биты регистра группируются следующим образом:

- m33, m32, m31, m30 в переменную m3,
- m24, m23, m22, m21, m20 в переменную m2,
- n36, n35, n34, n33, n32, n31, n30 в переменную n3,
- n25, n24, n23, n22, n21, n20 в переменную n2,
- d12, d11, d10 в переменную d1,
- gcp2, gcp1, gcp0 в переменную gcp,
- code1, code0 в переменную code.

Значение seldiv и selvco определяется одним битом, поэтому пусть эти биты заносятся в одноимённые переменные.

Проще всего вычислить значение битов seldiv и selvco – значение этих битов зависит от частоты, которая записывается в частотный регистр:

- для  $F_X < 450$  selvco=1, seldiv=1;
- для  $450 \leq F_X < 675$  selvco=0, seldiv=1;
- для  $675 \leq F_X < 900$  selvco=1, seldiv=0;
- для  $900 \leq F_X$  selvco=0, seldiv=0.

Значения полей gcp и code встречать отличными от 4 и 0 соответственно, встречать не приходилось, т.е., видимо, можно считать значения этих полей константами: gcp=4, code=0.

Оставшиеся неописанными переменные m3, m2, n3, n2, d1 задают синтезируемую частоту, однако связь этих переменных с синтезируемой частотой будет показана ниже.

Пусть есть некие непривязанные к структуре ИМС целые переменные m, n и p. Частота, получаемая на выходе синтезатора вычисляется по следующей формуле:

$$F_X = F_{REF} * m * p / n,$$

где  $F_{REF}$  – частота опорного кварцевого генератора (для приведённой выше схемы – 10.245MHz), m, p, n – коэффициенты. Если бы диапазон значений коэффициентов не был ограничен, то количество различных вариантов коэффициентов было бы бесконечно, но для решения коэффициенты должны находится в следующих диапазонах: m=0...2047, p=96...103, n=1...2047.

Задача выбора m, n и p решается методом подбора коэффициентов. Критерием остановки подбора считается достижение частоты  $F_X$  с заданной точностью, например 200Hz. Шаг синтезируемых частот неравномерен: например, две точки в одном месте могут находиться на расстоянии 100Hz друг от друга, а третья точка, ближайшая к одной из них, может находиться на расстоянии 200Hz.

После нахождения значений m, p и n следует заполнить переменные m3, m2, n3, n2, d1 следующим образом:

- $n3 = m / 16$
- $m3 = m - n3 * 16$
- $n2 = \min\_n / 32$
- $m2 = \min\_n - n2 * 32$
- $d1 = \min\_p - 96$ .

Теперь, когда значения всех переменных для построения частотного регистра найдены, остаётся только занести значения переменных в соответствующие биты частотного регистра.

#### 4.7 Приёмная часть, смесители

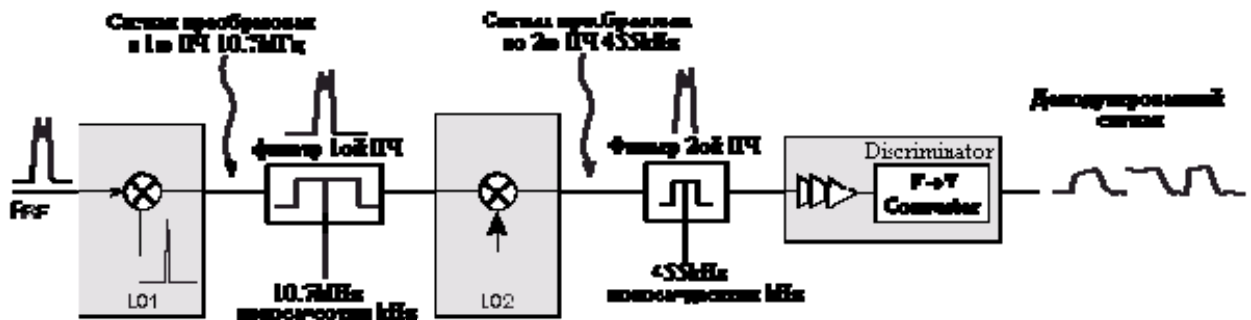
С выхода коммутатора, отключающего антенну от входа приёмника во время передачи, сигнал попадает на выв.48 ИМС.

В режиме приёма дополнительное усиление эфирного сигнала можно обеспечить подключив усилитель между выводами 48, 45. Сюда же можно подключать керамический или ПАВ фильтр для улучшения избирательности приёмной части трансивера. Использовать в усилителе более одного транзистора не стоит, т.к. в этом случае качественному приёму начинает мешать отношение сигнал-шум.

Применение резонансного усилителя позволяет поднять чувствительность приёмника на 3..5dB, но не стоит делать очень высокую добротность опорного контура, т.к. резко сужается приёмная полоса, и, как следствие, скорость передачи данных. Конденсатор С18 устанавливается в случае, когда дополнительный усилитель отсутствует, т.к. уровень постоянной составляющей на выводах 48 и 45 различен.

С вывода 45 через управляемый усилитель сигнал попадает в первый смеситель, на выходе которого получается 1я ПЧ 10.7MHz или 21.4MHz, однако, найти фильтр на такую замечательную частоту, как 21.4MHz найти ещё сложнее, чем фильтр на частоту 433.92MHz или 868.35MHz. Включение внутреннего усилителя с помощью бита LNA GSEL увеличивает входной сигнал на 6dB. 1я ПЧ выходит с выв.36 и через фильтр ПЧ через выв.35 попадает на вход второго смесителя с выхода которого на выв. 33 получается частота 455kHz.

Установка фильтра 2ой ПЧ ведёт к резкому сужению полосы приёма. Так например, установка фильтра CFUCG455KD4A-R0 (stop bw:  $\pm 20kHz$ ) ведёт к тому, что установка девиации сигнала более  $\pm 8kHz$  ведёт к потере приёма сигнала. Поэтому, если требуется скорость передачи более 6кбит/с, следует вместо фильтра 2ой ПЧ устанавливать конденсатор С45 ёмкостью  $> 1nF$ . Пройдя фильтр 2ой ПЧ сигнал через выв. 30 попадает на измеритель RSSI уровня и дискриминатор. Весь путь преобразований сигнала показан ниже.



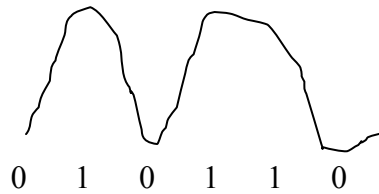
#### 4.8 Дискриминатор

Дискриминатор в ИМС AT86RF211 один из самых “загадочных” узлов, который довольно тяжело описать. Однако, без понимания принципов его работы – не обойтись.

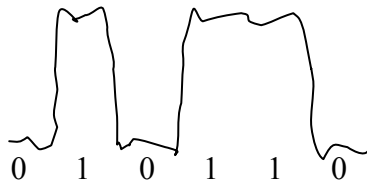
FSK-модуляция, по сути своей, обычная частотная модуляция, но с передачей постоянной составляющей.



Допустим на вход приёмника подаётся сигнал, в котором нет длинных последовательностей 0 или 1. В этом случае классический демодулятор ЧМ даст на выходе следующую картину.



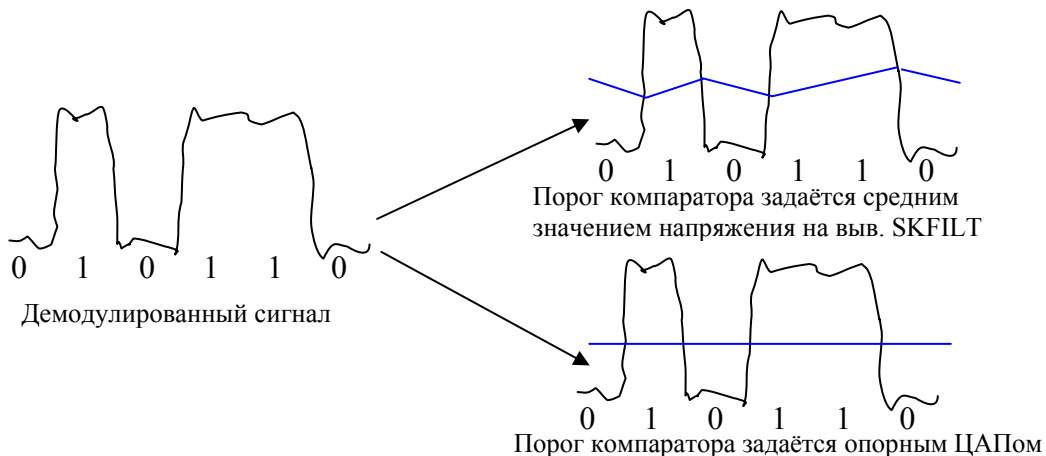
В AT86RF211 используется демодулятор, который восстанавливает постоянную составляющую сигнала, поэтому картина на его выходе несколько иная.



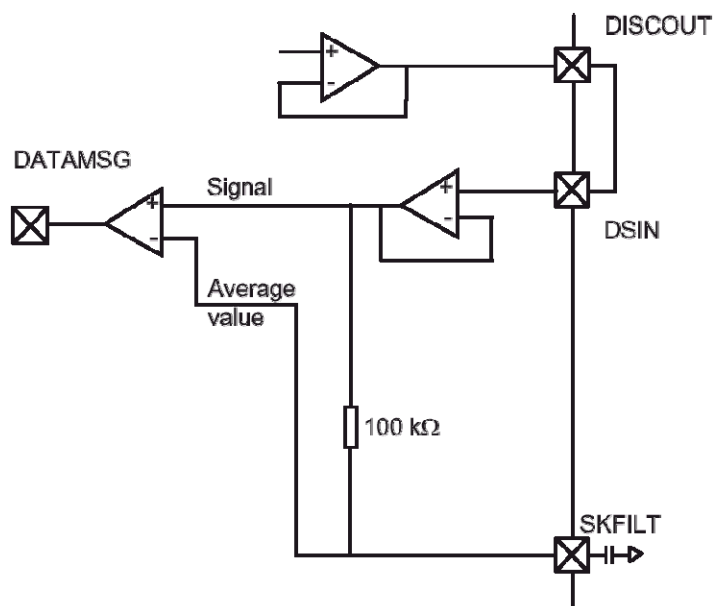
Очевидно, что приём данных в NRZ-кодировании при использовании классического демодулятора, мягко говоря, затруднён. Для нормальной работы классического демодулятора надо передавать данные манчестерским кодом, что, однако, требует увеличения ширины полосы в 2 раза по сравнению с передачей данных в NRZ-кодировании, или избегать длинных последовательностей 0 и 1 в передаваемых данных. Демодулятор AT86RF211 восстанавливает постоянную составляющую, поэтому использовать манчестерский код для передачи данных имеет смысл, как код для вторичного контроля целостности информационного потока.

Демодулятор ИМС имеет переключаемую крутизну: для широкополосного приёма (стандартная полоса) и для узкополосного приёма (узкая полоса). Выбор крутизны производится с помощью бита FSKBW в регистре CTRL1. Сброшенный бит FSKBW соответствует узкой полосе приёма, крутизна демодулятора в этом режиме составляет 38mV/kHz ( $V_{cc}=3.3V$ ). При установленном бите FSKBW (широкая полоса) крутизна демодулятора равна 19mV/kHz ( $V_{cc}=3.3V$ ). При снижении напряжения питания до 2.4V крутизна демодулятора в узкополосном режиме линейно снижается до 28mV/kHz, а в широкополосном – до 14mV/kHz.

Для того, чтобы преобразовать напряжение с выхода демодулятора в сигнал с CMOS-уровнями следует знать, где в сигнале, полученном с демодулятора, находится 1, а где 0. Для выделения данных используется компаратор, который может работать в двух режимах: по среднему уровню, накопленному на внешнем конденсаторе (на выводе SKFILT) – “External”, и по опорному уровню с внутреннего ЦАП – “DSREF”.



Выделение сигнала по среднему уровню происходит по следующей схеме.

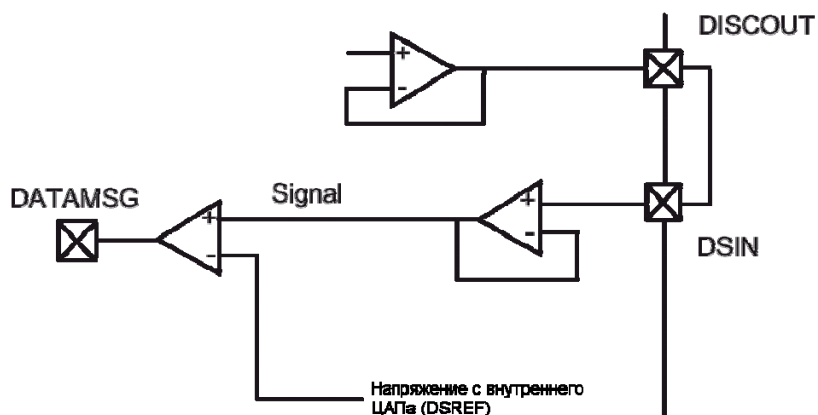


Выделение сигнала по среднему напряжению достаточно эффективно при передаче постоянно меняющихся уровней, например, при передаче данных в манчестерском коде (т.е. для DC-free кодов). Дело в том, что при передаче длинных последовательностей 0 или 1, напряжение на накопительный конденсатор становится отличным от того желаемого “среднего”, по которому должно происходить выделение данных. Конечно, изменение среднего напряжения на накопительном конденсаторе на выводе SKFILT зависит от постоянной времени заряда (в данном случае  $\tau = 100k * C_{SKFILT}$ ), однако, постоянная времени должна находиться в разумных пределах, т.к. при большом значении постоянной времени при передаче данных придётся вводить длительную преамбулу (префикс) для того, чтобы “вывести” опорное напряжение для выделения данных на рабочую точку.

При приёме данных в манчестерском коде ёмкость конденсатора C49 ( $C_{SKFILT}$ ) можно выбирать исходя из следующих скоростей передачи данных:

- 2400 bps,  $C_{SKFILT}=22\text{nF}$ ;
- 4800 bps,  $C_{SKFILT}=22\text{nF}$ ;
- 9600 bps,  $C_{SKFILT}=4.7\text{nF}$ ;
- $\geq 19200$  bps,  $C_{SKFILT}=2.2\text{nF}$ .

Выделение данных в режиме “internal” происходит по схеме приведённой ниже.



Выделение сигнала методом сравнения сигнала демодулятора с опорным уровнем, задаваемым ЦАП, более эффективно, чем выделение сигнала предыдущим методом. В этом случае для передачи данных может использоваться вся полоса передачи и не требуется передача преамбулы (префикса) для установки рабочего режима демодулятора. Как минус режима выделения данных методом сравнения с опорным уровнем, можно отметить то, что обычно требуется настройка опорного уровня, а также уход опорного уровня при изменении напряжения питания.

При использовании внешнего низкочастотного фильтра на активных элементах (например, на транзисторе) может понадобиться смещение уровня постоянной составляющей на выходе дискриминатора. Уровень постоянной составляющей может быть сдвинут как вверх, с помощью бита DISCHIGH, на  $180\text{mV} + 77\text{mV} * (V_{CC} - 2.4\text{V})$ , так и вниз, с помощью бита DISCLOW, на  $180\text{mV} + 77\text{mV} * (V_{CC} - 2.4\text{V})$ . Полный диапазон смещения при напряжении питания 3.3V составляет  $\pm 270\text{mV}$ , а при напряжении питания 2.4V –  $\pm 180\text{mV}$ .

Опорный уровень для выделения данных устанавливается с помощью битов DSREF (0..15). Наилучшим порогом для выделения данных считается  $V_{CC}/2$  и этому напряжению соответствует значение DSREF=7 (значение после сброса 8). Ниже приводятся значения шага DSREF (младший бит - LSB) для различных напряжений питания:

- 2.4V – 36mV,
- 2.7V – 41mV,
- 3.0V – 45mV,
- 3.3V – 50mV
- 3.6V – 54mV.

В приведённой выше схеме радиоканальной части трансивера можно считать, что смещение постоянной составляющей с выхода дискриминатора можно менять в пределах  $\pm 270\text{mV}$ , а шаг DSREF – 52mV.

В качестве примера можно сравнить передачу данных в манчестерской и NRZ-кодировке с точки зрения применения ИМС AT86RF211.

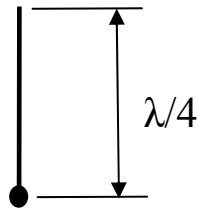
Манчестерское кодирование.	NRZ – кодирование.
Излучаемый спектр всё время одинаков, требуется преамбула (префикс) для заряда опорного конденсатора, бит передаётся за две транзакции, что требует в два раза большей ширины полосы передачи, чем входной поток данных.	Не нужна преамбула (префикс), ширина полосы передачи может быть равна входному потоку данных, порог выделения данных может изменяться программно в процессе приёма (в режиме “internal”).

## 5. Антенны

При проектировании систем передачи данных на короткие расстояния обычно возникает проблема выбора антенны. Наличие хорошо спроектированной антенны позволяет при одинаковой мощности передатчика передавать данные на более длинные дистанции. Однако не секрет, что из всех элементов системы, антенна является наиболее сложной для проектирования и оптимизации. Вдобавок к этому, работа антенны напрямую зависит от различных переменных, таких как диэлектрическая проницаемость среды, близость

других компонентов. И, наконец, измерение параметров антенны требует сложных и дорогостоящих приборов, которые не всегда доступны. Конечно же, проверить все возможные типы антенн не представляется возможным, поэтому были проверены три типа антенн, наиболее часто применяемых в подобных устройствах: штыревая (“whip”) антенна, антенна типа “helical”, именуемая среди малограмотных радиолюбителей спиральной, и петлевая (“loop”) антенна.

Штыревая антенна (“whip antenna”) – самый простой тип антенны. Это отрезок провода или проводящей дорожки на плате, соединённый с входной частью приёмника или выходной частью передатчика. Наилучшей длиной штыря считается длина равная  $\frac{1}{4}$  длины волны.



Приблизительная длина четвертьволновой антенны может быть рассчитана по следующей формуле:

$$L \text{ (cm)} = 7500 / f \text{ (MHz)}.$$

Для частоты 433.92MHz длина антенны составляет около 17cm. На самом деле более эффективной может оказаться более короткая, но более толстая антенна, или антенна с покрытием излучающего штыря: дело в том, что более точный расчёт штыревой антенны предлагает теория противовесов, в которой базовым излучающим элементом является вибратор Герца. Согласно этой теории четвертьволновый штырь рассматривается как один из концов вибратора над вторым концом, которым является бесконечная плоскость, в частности, поверхность Земли, однако, я в подробности этой теории в этом тексте вдаваться не буду – для расчёта вполне достаточно приведённой выше простой формулы.

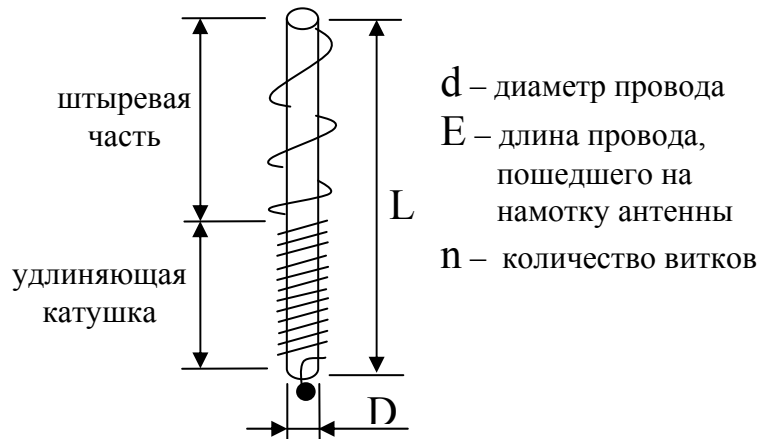
Следует также принимать во внимание то, что эффективность антенны зависит от площади её поверхности: чем больше площадь, тем больше эффективность антенны. В связи с этим, четвертьволновый штырь на практике встречается не очень часто – ёмкостную составляющую штыревой антенны компенсируют удлиняющей катушкой, т.к. эффективность согласованной штыревой антенны, не равной по длине четверти длины волны, обычно выше, чем эффективность короткого четвертьволнового штыря.

Печатный вариант штыревой антенны редко представляет собой прямую линию, т.к. зачастую геометрические размеры печатной платы намного меньше, чем четверть длины волны, поэтому штырь на печатных платах – “кривой”.



Расстояние от печатного проводника до ближайшего элемента стараются выдерживать не менее 5mm.

Антенна типа “helical” представляет собой проводник, свёрнутый в спираль. По своей сути такая антенна – это обычный штырь с удлиняющей катушкой, которая компенсирует ёмкостную составляющую штыря, однако, в данном случае удлиняющая катушка тоже является активным элементом антенны. Обычно антенна изготавливается следующим образом: на диэлектрик диаметром 5..10mm наматывается эмалированный провод. В месте подвода энергии намотка провода более плотная, чем противоположный конец антенны, т.е. соблюдается правило “штырь - удлиняющая катушка”.



Расчёт антенны типа “helical” – занятие весьма неблагоприятное; обычно конструкция антенны и её точные данные находятся экспериментально, исходя при этом из одного простого правила: чем больше площадь антенны, тем выше её эффективность. При изготовлении антенны типа “helical” параметры  $L$  (длина) и  $D$  (диаметр) обычно определяются конструктивными особенностями изделия, поэтому при заданном  $L$  и  $D$  антенны надо определить количество витков провода –  $n$ . В первом приближении рассчитать параметры антенны можно из соображений, что верхняя часть антенны – это штырь, а нижняя – катушка, индуктивность которой компенсирует ёмкостную составляющую штыревой части. Настройку антенны, как правило меняют сжатием растягиванием её витков.

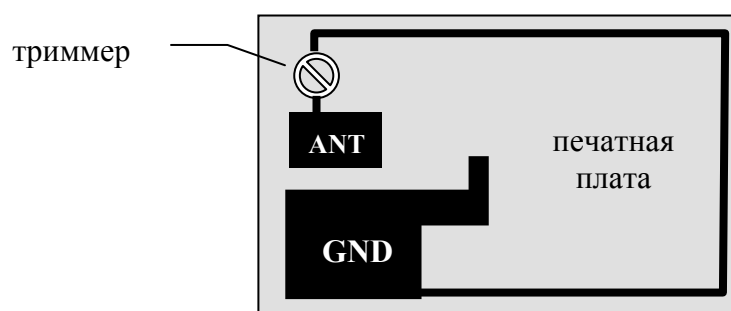
В качестве примера привожу данные двух вариантов антенн для частоты 433.92MHz:

- 1)  $D = 5\text{mm}$ ,  $L = 30\text{mm}$ ,  $n = 17$ ,  $d = 1\text{mm}$ ;
- 2)  $D = 5\text{mm}$ ,  $L = 75\text{mm}$ ,  $E=230\text{mm}$ ,  $d = 0.23\text{mm}$ , конструктивная длина “удлиняющей” катушки  $\sim 30\text{mm}$ .

Петлевая антенна (“loop antenna”) представляет собой вариант излучающего вибратора, т.е., длина петли аналогичной четвертьволновому штырю в два раза меньше, чем длина четвертьволнового штыря:

$$L (\text{cm}) = 3750 / f (\text{MHz}).$$

Для частоты 433.92MHz длина антенны составляет около 8.5cm. Размеры петли стараются сделать как можно больше, чтобы обеспечить максимальную эффективность антенны. В антеннах петлевого типа индуктивную составляющую компенсируют конденсатором в месте подключения антенны к высокочастотной части устройства.



Также как и в случае штыревой антенны, при реализации петлевой антенны на печатной плате стараются выдерживать расстояние не менее 5mm от печатного проводника антенны до ближайшего элемента. Также как и в случае штыревой антенны, длина петли антенны зачастую отличается от длины, вычисленной по формуле, т.к. большая площадь антенны увеличивает её эффективность.

Сравнительный анализ приведённых выше типов антенн сведён в таблицу (чем выше бал, тем лучше).

Тип антенны	Whip	Helical	Loop
Коэффициент усиления	3 (0dB)	2 (-5dB)	1 (-16dB)
Ширина полосы	3	2	1
Размеры	1	3	2
Влияние окружающих предметов	3	1	2
Простота изготовления	3	1	2

Из таблицы видно, что наибольшее количество баллов набирает штыревая антенна. На практике зачастую жертвуют некоторыми параметрами, в частности коэффициентом усиления, ради конструктивных преимуществ той или иной антенны. В качестве примера можно привести пейджерные антенны: почти во всех моделях пейджеров используется петлевая антенна, которая, как видно из таблицы набрала наименьшее количество баллов.

## 6. Реализация

Для приёма данных трансивером по приведённой выше схеме был выбран метод выделения данных компаратором, путём сравнения сигнала с выхода дискриминатора с опорным уровнем DSREF, т.е. метод “internal”.

Для передачи данных использовалась NRZ-кодировка; тщательно проверялось два варианта трансиверов: узкополосный вариант - без LNA и RF-фильтра, с фильтрами на 10.7MHz и 455kHz, и широкополосный вариант - с LNA, без RF-фильтра, с фильтром на 10.7MHz. Основные отличия сведены в следующую таблицу.

Исполнение	узкополосное	широкополосное
Частота приёма/передачи	433.92MHz	433.92MHz
Полоса передачи	± 8.133kHz	± 45.029kHz
RF-фильтр	-	-
LNA-усилитель	-	+
Фильтр 10.7MHz	+	+
Фильтр 455kHz	+	-

Всем трансиверам были присвоены номера: трансиверы узкополосной пары были пронумерованы как 1 и 2, трансиверы широкополосной пары пронумерованы как 3 и 4.

Данные о настройках трансиверов сведены в таблицу.

№ трансивера	1	2	3	4
TXLOCK	1	1	1	1
PAPDN	1	1	1	1
LNAGSEL	0	0	0	0
MVCC	0	0	0	0
MOFFSET	0	0	0	0
TRSSI	10	10	2	2

№ трансивера	1	2	3	4
HRSSI	1	1	1	1
TXLVL	7	7	7	7
FSKBW	0	0	1	1
FSKPOL	0	0	0	0
DSREF	1	1	1	1
DSREF(val)	8	8	8	8
DISCHIGH	0	0	0	0
DISCLOW	0	0	0	0
LDCK	0	0	0	0
DATARATE	6400	6400	40000	40000
REPEAT TX	3	3	3	3
Led RX time	5	5	5	5
Led TX time	5	5	5	5
Led HS time	10	10	10	10
F0	2DDCDCC0	2DDCDCC0	ADA4CA4C	ADA4CA4C
F1	900C5EE2	900C5EE2	583C685A	583C685A
F3	91187862	0098CA62	786C4846	786C4846

Очевидно, что настройки трансиверов 3 и 4 (широкополосные варианты) совпадают.

При настройке трансиверов было выяснено, что в узкополосных трансиверах очень критична настройка центральной частоты приёма: даже при одинаковых настройках пары трансиверов нет гарантии, что один трансивер будет принимать сигнал другого. Это связано как с разбросом частоты кварцевых резонаторов в задающих генераторах, так и с разбросом центральных частот полосовых фильтров. При проверке трансиверов на срыв приёма были получены следующие данные:

- для 1го модема  $F_{RX1\_LEFT}=433.918530\text{MHz}$ ,  $F_{RX\_RIGHT}=433.920148\text{MHz}$ ;
- для 2го модема  $F_{RX2\_LEFT}=433.916028\text{MHz}$ ,  $F_{RX\_RIGHT}=433.918530\text{MHz}$ ;
- для 3го модема  $F_{RX3\_LEFT}=433.919598\text{MHz}$ ,  $F_{RX\_RIGHT}=433.921490\text{MHz}$ ;
- для 4го модема  $F_{RX4\_LEFT}=433.919598\text{MHz}$ ,  $F_{RX\_RIGHT}=433.921490\text{MHz}$ .

Центральные частоты приёма трансиверов:

- для 1го модема  $F_{RX1\_MID}=433.919232\text{MHz}$ ;
- для 2го модема  $F_{RX2\_MID}=433.917584\text{MHz}$ ;
- для 3го модема  $F_{RX3\_MID}=433.920544\text{MHz}$ ;
- для 4го модема  $F_{RX4\_MID}=433.920544\text{MHz}$ .

Центральная частота приёма 1го и 2го модемов отличается на 1.648kHz – это немного. Значительно большие опасения вызывает то, что несовпадение центральных частот на 2kHz вызывает полную потерю принимаемого сигнала. Даже у изначально настроенных трансиверов в процессе работы частота приёма может изменяться из-за температурного дрейфа кварцевых резонаторов, влажности, нестабильности параметров дискретных элементов и т.п., поэтому узкополосные трансиверы следует проверять особенно тщательно.