

Выбор частоты внутреннего генератора UHF RFID метки

Н.А. Авдеев¹, В.С. Зайцев²

¹Объединенный институт проблем информатики НАН Беларуси, avdeev_n@newman.bas-net.by

²Белорусский Государственный университет, zaicevvs@tut.by

Аннотация — В работе рассмотрены варианты алгоритмов обработки входных и формирования выходных данных в цифровом блоке управления и проводится расчет минимальной частоты синхронизации, при которой выполняются все требования международного стандарта ISO 18000-6C, предъявляемые к протоколу обмена между считывателем и UHF RFID-меткой.

Ключевые слова — UHF RFID-метка, кодирование данных, ошибка округления, частота BLE, ошибка дискретизации.

I. ВВЕДЕНИЕ

Сверхвысокочастотные (Ultra high frequency, UHF) метки для радиочастотной идентификации (Radio-Frequency Identification, RFID), работающие в соответствии с международным стандартом ISO 18000-6C, в настоящее время широко применяются в системах складского учета, при маркировке и транспортировке товаров большого объема. Одним из основных параметров таких систем является дальность считывания и записи меток. При идеальном согласовании антенны дальность считывания метки будет определяться мощностью, потребляемой микросхемой метки. Для реализации протокола обмена между считывателем и меткой в соответствии со стандартом ISO 18000-6C требуется достаточно сложная цифровая схема, потребляемая мощность которой будет в значительной степени зависеть от выбранной архитектуры и частоты встроенного генератора синхросигнала [1]-[3]. Минимальная частота синхросигнала будет определяться необходимостью декодирования входных команд и заданием частоты выдачи данных (BLE) с точностью, определенной в стандарте. Следовательно, оптимальный выбор частоты является одним из ключевых вопросов при проектировании микросхем данного класса.

II. ВЫБОР ЧАСТОТЫ ДЕКОДИРОВАНИЯ ДАННЫХ

Запрос считывателя всегда начинается с преамбулы (preamble), либо кадра синхронизации (frame-sync). Преамбула показана на рис. 1 и включает стартовый импульс фиксированной длительности (delimiter), последовательность data-0, «символы» RTcal и TRcal.

Кадр синхронизации в отличие от преамбулы не включает символа TRcal. После стартовой последовательности следуют данные, которые кодируются последовательностями, показанными на рис. 2 [1].

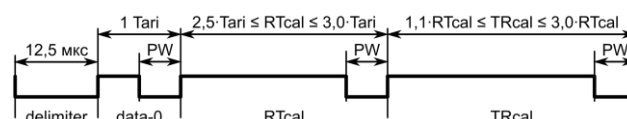


Рис. 1. Формат входной преамбулы

Длительность символа (последовательности) RTcal равна сумме длительностей символов data-0 и data-1 (рис. 2). Метка замеряет длительность RTcal и высчитывает значение $\text{pivot} = \text{RTcal} / 2$, которое используется для распознавания данных. Символы, длительность которых меньше, чем вычисленное значение pivot, являются логическими нулями, а больше — логическими единицами. Значение длительности Tari может задаваться считывателем в диапазоне от 6,25 мкс до 25 мкс [1].

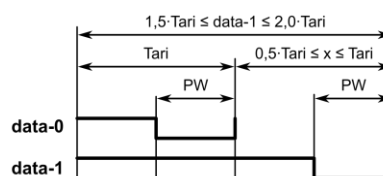


Рис. 2. Длительности символов нуля и единицы

Худший случай для распознавания данных будет при максимальной скорости передачи команд, т.е. при минимальных значениях длительностей символов $\text{Tari} = \text{data-0} = 6,25 \text{ мкс}$; $\text{data-1} = 1,5 \times \text{Tari} = 9,375 \text{ мкс}$; $\text{RTcal} = \text{data-0} + \text{data-1} = 15,625 \text{ мкс}$. Далее все расчеты проводятся для данных значений длительностей символов.

Необходимо определить минимально возможную частоту, при которой будет обеспечено устойчивое распознавание данных (символов data-0 и data-1) в команде считывателя на максимальной частоте передачи данных. В работе [4] проведен расчет необходимой частоты синхронизации и определено, что частота генератора должна быть более 1,14 МГц. Но в данной работе [4] учитывались не все возможные

варианты реализации декодирования данных, которые рассмотрены далее.

Как уже отмечалось, распознавание данных происходит путём сравнения значения pivot со значением длительности символа принимаемых данных. Различного рода ошибки возникают на следующих этапах процесса декодирования данных:

1) измерение интервала RTcal . Ошибки возникают из-за дискретности измерения и разности фронтов измеряемого символа RTcal и синхросигнала.

2) Выполнение операции деления на 2 при вычислении значения pivot . Деление может выполняться с округлением вниз и с округлением до ближайшего целого, т.е. с учётом остатка от деления.

3) Измерение интервала T_{data} символа данных (data-0, либо data-1). Ошибки возникают как и в пункте 1.

4) Сравнение длительности символа данных T_{data} с значением pivot , которое может выполняться по одному из трех условий:

а) data-0, при $T_{\text{data}} \leq \text{pivot}$; data-1, если $T_{\text{data}} > \text{pivot}$;

б) data-0, если $T_{\text{data}} < \text{pivot}$; data-1, если $T_{\text{data}} \geq \text{pivot}$;

в) data-0, если $T_{\text{data}} < \text{pivot}$; data-1, если $T_{\text{data}} > \text{pivot}$, при $T_{\text{data}} = \text{pivot}$ будет возникать ошибка декодирования.

Определим, будет ли меняться минимально возможное значение частоты синхронизации в зависимости от способа декодирования входных данных.

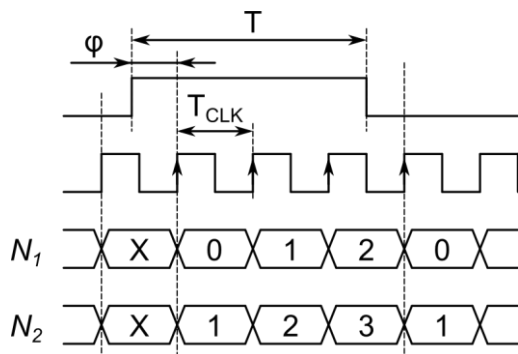


Рис. 3. Измерение длительности импульса

А. Погрешность измерения длительности импульса

При измерении длительности импульса T с помощью частоты F_{CLK} ($T_{\text{CLK}} = 1/F_{\text{CLK}}$) число периодов N , вкладываемое в измеряемый импульс, может округляться до ближайшего целого вниз либо вверх, что эквивалентно началу счета с 0 (N_1) либо с 1 (N_2), как показано на рис. 3. При счете с нуля (округление вниз) число отсчетов будет равно:

$$N_{\text{floor}} = \left\lfloor \frac{T - \varphi}{T_{\text{CLK}}} \right\rfloor, \quad (1)$$

где φ – разность фронтов измеряемого асинхронного импульса и синхросигнала; T_{CLK} – период синхросигнала. Если не учитывать область метастабильности, то φ может быть от $\varphi_{\text{MIN}} = 0$ до $\varphi_{\text{MAX}} = T_{\text{CLK}}$, в этом случае выражение (1) примет вид:

$$N_{\text{MIN}}^{\text{floor}} = \left\lfloor \frac{T - T_{\text{CLK}}}{T_{\text{CLK}}} \right\rfloor, \quad N_{\text{MAX}}^{\text{floor}} = \left\lfloor \frac{T}{T_{\text{CLK}}} \right\rfloor. \quad (2)$$

Таким же образом будут определяться минимальное и максимальное значения отсчетов при счете с единицы (округление вверх):

$$N_{\text{MIN}}^{\text{ceil}} = \left\lceil \frac{T - T_{\text{CLK}}}{T_{\text{CLK}}} \right\rceil, \quad N_{\text{MAX}}^{\text{ceil}} = \left\lceil \frac{T}{T_{\text{CLK}}} \right\rceil. \quad (3)$$

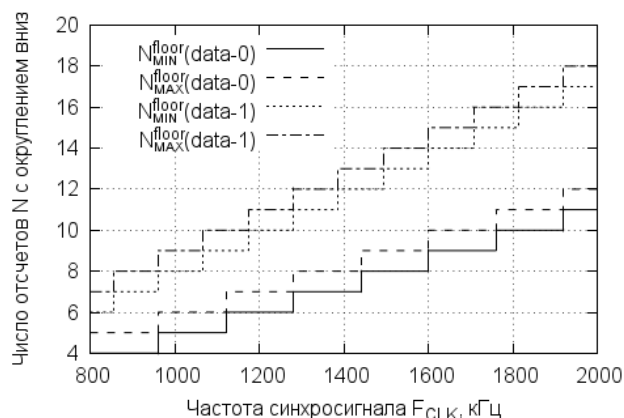


Рис. 4. График зависимости числа отсчетов от частоты синхросигнала при измерении data-0 и data-1, полученных округлением вниз (2)

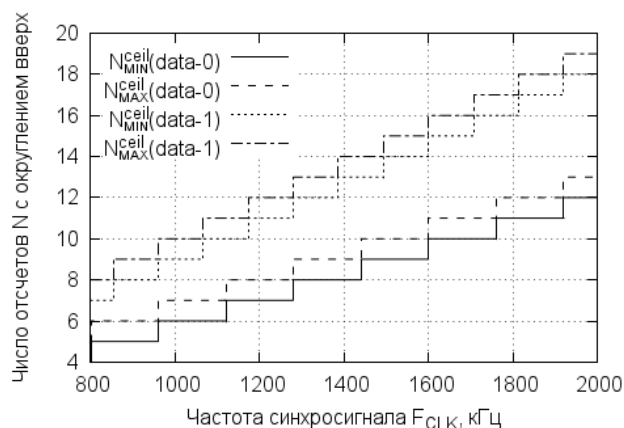


Рис. 5. График зависимости числа отсчетов от частоты синхросигнала при измерении data-0 и data-1, полученных округлением вверх (3)

На рис. 4, 5 представлены графики зависимости числа отсчетов от частоты синхросигнала для символов data-0 и data-1 минимальной длительности для случаев округления вниз (2) и вверх (3). Как видно из графиков минимальное и максимальные значения отсчетов отличаются на единицу, а графики с

округлением вверх смещены на единицу относительно графиков с округлением вниз.

В. Определение значения $pivot$

Рассмотрим два возможных варианта вычисления значения $pivot$: с округлением вниз ($floor$) и с округлением до ближайшего целого ($round$). В этом случае получим следующие четыре выражения определения $pivot$ с учетом двух разных вариантов округления ($N_{MIN,MAX}^{floor}$ и $N_{MIN,MAX}^{ceil}$ в выражениях (2) и (3), соответственно) при измерении длительности символа RT_{cal} :

$$N_{pivot\ MIN,\ MAX}^{floor} = \left\lfloor \frac{N_{RT_{cal}\ MIN,\ MAX}^{floor}}{2} \right\rfloor, \quad (4)$$

$$N_{pivot\ MIN,\ MAX}^{floor} = \left\lfloor \frac{N_{RT_{cal}\ MIN,\ MAX}^{ceil}}{2} \right\rfloor, \quad (5)$$

$$N_{pivot\ MIN,\ MAX}^{round} = \left\lfloor \frac{N_{RT_{cal}\ MIN,\ MAX}^{floor}}{2} + 0,5 \right\rfloor, \quad (6)$$

$$N_{pivot\ MIN,\ MAX}^{round} = \left\lfloor \frac{N_{RT_{cal}\ MIN,\ MAX}^{ceil}}{2} + 0,5 \right\rfloor. \quad (7)$$

Совместим на одном графике зависимости числа отсчетов от частоты синхронизации для символов $data-0$, $data-1$ и разброс значений $pivot$, причем для $data-0$ отобразим только верхнюю границу (N_{MAX}), а для $data-1$ – только нижнюю (N_{MIN}). На рис. 6–9 представлены графики зависимости числа отсчетов для четырех вариантов реализации декодирования данных. Для первого (4), третьего (6) и четвертого (7) вариантов (рис. 6, 8, 9) можно выделить минимально допустимую частоту синхронизации ~ 970 кГц, при которой можно однозначно выделить символы $data-0$ и $data-1$, пользуясь условием, что $N_{data-0} < N_{pivot}$. Для второго (5) варианта (рис. 6) минимальная частота синхронизации, обеспечивающая однозначное распознавание данных, также равна ~ 970 кГц, но при этом нужно пользоваться условием, что $N_{data-0} \leq N_{pivot}$. Если для распознавания данных использовать условие $N_{data-0} < N_{pivot} < N_{data-1}$, то минимальное значение частоты вырастет до 1,28 МГц для первого, третьего и четвертого вариантов и до 1,61 МГц для второго варианта.

В результате сравнения различных вариантов реализации декодирования данных получено, что минимальная частота синхронизации имеет одинаковое значение $\sim 0,97$ МГц для всех вариантов, поэтому следует выбрать такой вариант, реализация которого потребует минимальных аппаратных затрат. В данном случае варианты с округлением вниз потребуют меньше аппаратных затрат по сравнению с округлением до ближайшего целого, поэтому

вычисление $pivot$ по выражениям (4) и (5) будет предпочтительным.

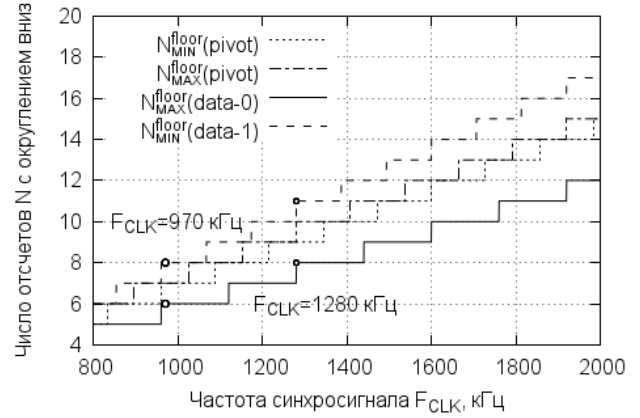


Рис. 6. График зависимости числа отсчетов, полученных с округлением вниз, от частоты синхронизации для символов $data-0$, $data-1$ и разброс значений N_{pivot} полученный с округлением вниз (выражение (4))

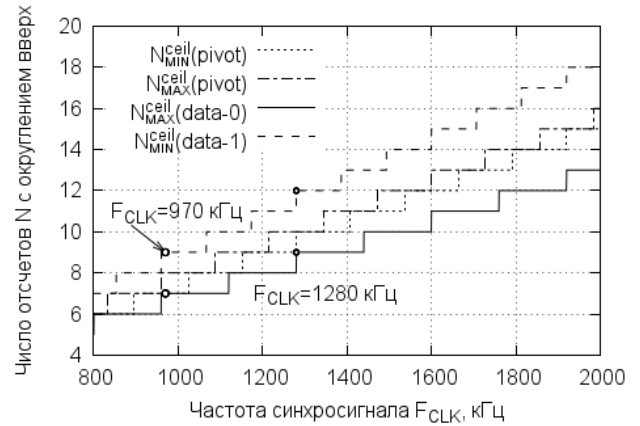


Рис. 7. График зависимости числа отсчетов, полученных с округлением вверх, от частоты синхронизации для символов $data-0$, $data-1$ и разброс значений N_{pivot} полученный с округлением вниз (выражение (5))

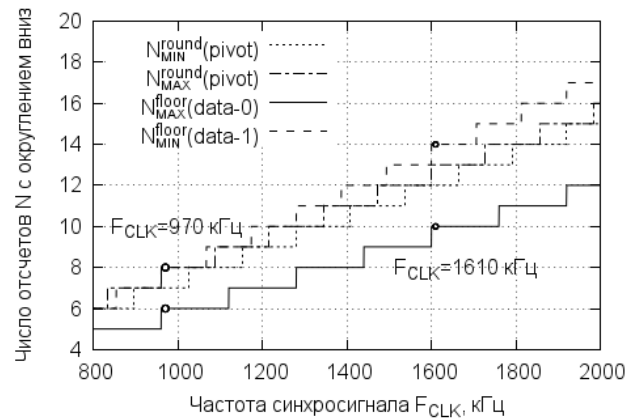


Рис. 8. График зависимости числа отсчетов, полученных с округлением вниз, от частоты синхронизации для символов $data-0$, $data-1$ и разброс значений N_{pivot} полученных по выражению (6)

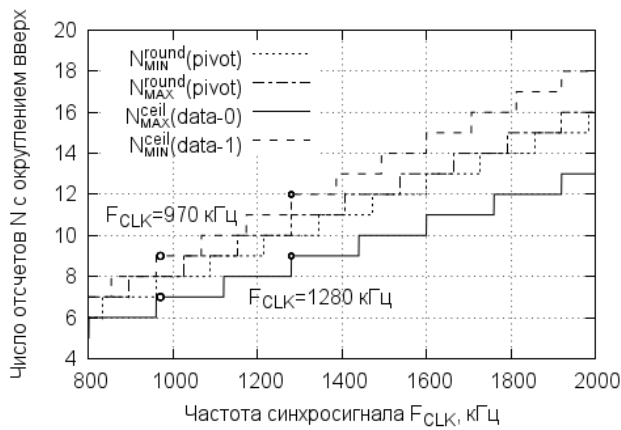


Рис. 9. График зависимости числа отсчетов, полученных с округлением вверх, от частоты синхронизации для символов data-0, data-1 и разброс значений N_{pivot} полученных по выражению (7)

Таблица 1

Допустимые погрешности формирования частоты кодирования данных BLF

DR	TRcal, мкс	BLF, кГц	Разброс частоты
64/3	33.3	640	+ / - 15%
	33.3 < TRcal < 66.7	320 < BLF < 640	+ / - 22%
	66.7	320	+ / - 10%
	66.7 < TRcal < 83.3	256 < BLF < 320	+ / - 12%
	83.3	256	+ / - 10%
	83.3 < TRcal ≤ 133.3	160 ≤ BLF < 256	+ / - 10%
8	133.3 < TRcal ≤ 200	107 ≤ BLF < 160	+ / - 7%
	200 < TRcal ≤ 225	95 ≤ BLF < 107	+ / - 5%
	17.2 ≤ TRcal < 25	320 < BLF ≤ 465	+ / - 19%
	25	320	+ / - 10%
	25 < TRcal < 31.25	256 < BLF < 320	+ / - 12%
	31.25	256	+ / - 10%
	31.25 < TRcal < 50	160 < BLF < 256	+ / - 10%
	50	160	+ / - 7%
	50 < TRcal ≤ 75	107 ≤ BLF < 160	+ / - 7%
	75 < TRcal ≤ 200	40 ≤ BLF < 107	+ / - 4%

III. ВЫБОР ЧАСТОТЫ СИНХРОСИГНАЛА ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ BLF

Считыватель устанавливает частоту BLF, на которой метка будет выдавать свой ответ, с помощью символа TRcal, передаваемого в преамбуле (рис. 1), и коэффициента деления (DR), который передается в команде Query в начале цикла инвентаризации. Выражение $BLF = DR / TRcal$ задает связь между частотой ответа BLF и значениями длительности TRcal и параметра DR.

В табл. 1 приведены значения допустимой погрешности формирования частоты BLF для различных диапазонов частот, которые заданы в стандарте [1]. Значение длительности символа TRcal должно быть в диапазоне от $1,1 \times RTcal$ до $3 \times RTcal$.

Необходимо определить минимальную частоту синхронизации, при которой можно обеспечить требуемую точность формирования выходной частоты BLF (табл. 1). Чтобы сформировать частоту выдачи

BLF, метка должна измерить длительность символа TRcal в периодах синхросигнала N_{TRcal} ; вычислить значение BLF, поделив полученное число тактов на DR

$$N_{BLF} = \frac{N_{TRcal}}{DR}, \quad (8)$$

и осуществлять передачу данных от тега к считывателю на частоте BLF. Ошибка задания значения частоты BLF возникает на этапе подсчета тактов, входящих в TRcal, и при делении на DR. Также нужно учитывать, что в стандарте заданы требования к скважности импульсов ответа, она должна находиться в пределах $0,5 \pm 0,05$, т.е. для выходных данных необходимо иметь возможность формирования меандра на частоте BLF. Для этого необходимо формировать BLF по каждому $N_{BLF} / 2$ отсчету синхросигнала. При этом для синхронной схемы для четных N_{BLF} не будет возникать дополнительной погрешности при формировании BLF, но при нечетных значениях N_{BLF} будет возникать дополнительная погрешность формирования BLF. Чтобы этого не происходило, необходимо использовать специальную схему, формирующую переключения по обоим фронтам синхросигнала, как показано рис. 10.

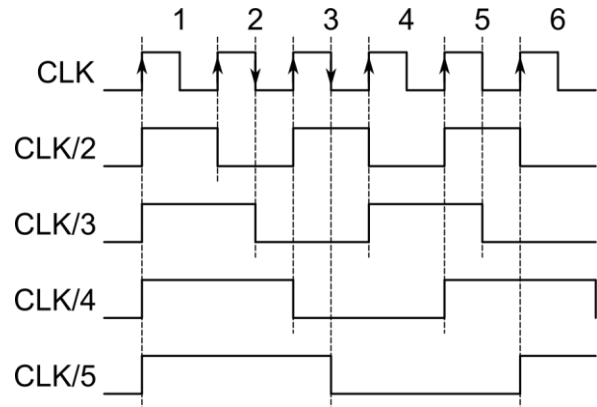


Рис. 10. Формирование деленной частоты

В работах [5, 7] предложена частота 1,28 МГц внутреннего генератора для формирования частоты BLF, но эта частота выбрана без учета разброса значений частоты генератора, обусловленного уходом технологических параметров во время производства микросхем. В работе [6] обосновывается выбор частоты 1,92 МГц и отмечается, что при использовании меньших частот синхронизации есть диапазоны значений BLF, для которых нарушаются требования по допустимой погрешности, заданной в табл. 1. В этих работах не говорится о допустимом разбросе частоты генератора, при котором будет обеспечиваться необходимая точность формирования частоты BLF. Поэтому далее рассмотрим два случая определения N_{BLF} : вычисление выражения (8) с округлением до ближайшего четного и с округлением до ближайшего целого.

A. Определение N_{BLF} с округлением до четного

Определим погрешность σ задания частоты BLF

$$\sigma = 100\% \times \frac{(BLFi - BLF)}{BLF}, \quad (9)$$

где BLF – значение выходной частоты, задаваемое считывателем с помощью символа TRcal; BLFi – формируемое значение выходной частоты: $BLFi = 1/(N_{BLF} \cdot T_{CLK}) = F_{CLK}/N_{BLF}$. При вычислении (8) с округлением до ближайшего четного числа значение BLFi будет равно:

$$BLFi = F_{CLK} / \left(2 \times \left\lfloor \frac{TRcal / (1/F_{CLK})}{2 \times DR} \right\rfloor + 0,5 \right). \quad (10)$$

На рис. 11 показан график зависимости σ для BLFi, рассчитанного по (10) для $F_{CLK} = 1,28$ МГц, пунктиром обозначены границы допустимой погрешности, заданной в табл. 1. На графике видно, что есть три области, где происходит превышение допустимых значений погрешности.

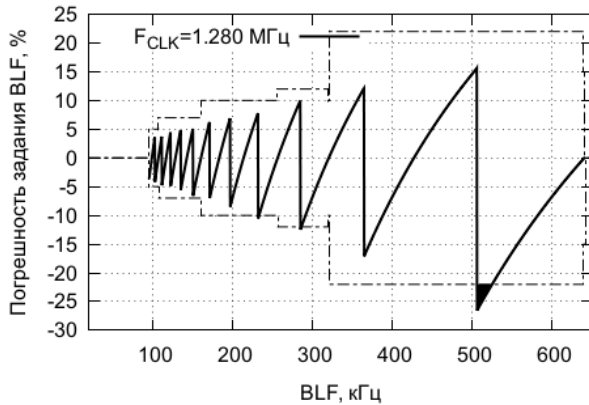


Рис. 11. График зависимости σ от BLF при расчете BLFi по (10) для $F_{CLK} = 1,28$ МГц и $DR = 64/3$

Для правильного выбора частоты следует проверить диапазон возможных частот внутреннего генератора синхросигнала. Удобно отобразить зависимость (9) в виде графика, где по оси X будет откладываться BLF, по оси Y – частота F_{CLK} синхросигнала. Координаты точек на графике будут соответствовать значениям BLF и F_{CLK} , для которых происходит превышение допустимой погрешности σ . На рис. 12 показаны области нарушения допустимой погрешности для диапазона частот синхросигнала F_{CLK} от 1 до 6 МГц для двух значений DR (а, в – $DR = 64/3$; б, г – $DR = 8$). Графики а и б на рисунке соответствуют нарушениям верхней границы допустимой погрешности, а графики в и г соответствуют нарушениям нижней границы. Из графика видно, что минимальная частота синхронизации равна 3,2 МГц, выше которой BLF формируется с погрешностью, не выходящей за допустимые пределы для любых значений BLF. Но для частоты синхросигнала 4,5 МГц при $BLF = 640$ кГц, погрешность σ рассчитанной

частоты BLFi превышает допустимую границу. Поэтому из диапазона частоты от 3,2 МГц и более следует исключить частоту внутреннего генератора, близкую к 4,5 МГц (4,4 – 4,6 МГц).

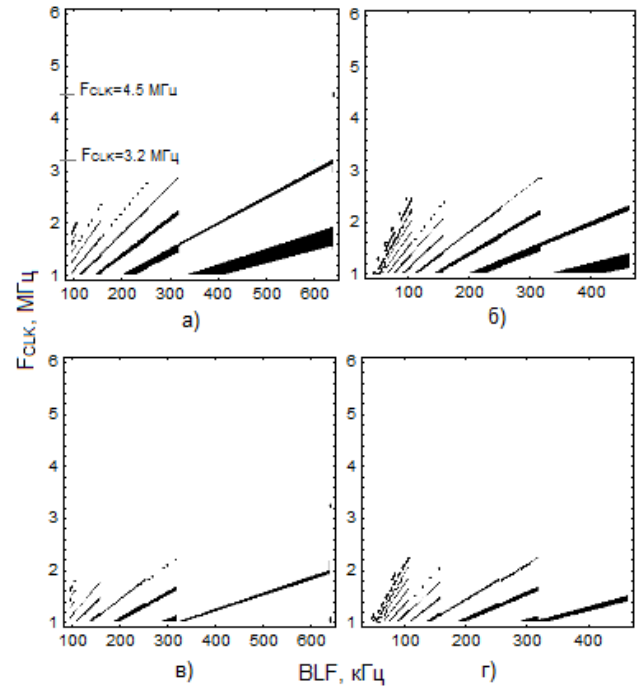


Рис. 12. Области нарушения допустимой погрешности при расчете (10): а, в) $DR = 64/3$; б, г) $DR = 8$

B. Определение N_{BLF} с округлением до целого

При вычислении (8) с округлением до ближайшего целого числа значение формируемой выходной частоты BLFi будет равно:

$$BLFi = F_{CLK} / \left\lfloor \frac{TRcal / (1/F_{CLK})}{DR} \right\rfloor + 0,5 \quad (11)$$

На рис. 13 показаны области нарушения допустимой погрешности для диапазона частот синхросигнала F_{CLK} от 1 до 3 МГц для двух значений DR (а, в – $DR = 64/3$; б, г – $DR = 8$). Графики а и б на рисунке соответствуют нарушениям верхней границы допустимой погрешности, а графики в и г соответствуют нарушениям нижней границы. Из графика видно, что минимальная частота синхронизации равна 1,6 МГц, выше которой BLF формируется с погрешностью, не выходящей за допустимые пределы для любых значений BLF, кроме частоты близкой к 2,25 МГц (2,2 – 2,3 МГц).

C. Сравнение вариантов

При округлении N_{BLF} до ближайшего целого (вариант В) минимальная частота синхронизации (1,6 МГц) меньше в 2 раза, чем в варианте с округлением до ближайшего четного (3,2 МГц) (вариант А). В обоих вариантах из диапазона

выпадают значения в небольшой области частот около 4,5 и 2,25 МГц соответственно для вариантов А и В.

Потребление энергии схемой складывается из потребления блока генератора синхросигнала и потребления цифровой схемы, формирующей частоту ответа BLF. При этом потребление блоков RC-генератора синхросигналов на частоты f и $2f$ могут быть близкими, а потребление цифровой схемы для формирования BLF для нечетных N_{BLF} может быть больше, так как эта схема будет более сложной в сравнении со схемой простого делителя на 2. Поэтому сложно оценить [2], будет ли для варианта реализации с округлением N_{BLF} до ближайшего целого выигрыш по потреблению энергии по сравнению с вариантом округления N_{BLF} до ближайшего четного. Также стоит отметить, что для варианта В требуется, чтобы генератор синхросигнала формировал меандр, что для варианта А не является обязательным требованием.

Для реализации декодирования входных команд и формирования частоты ответа можно использовать RC-генератор синхросигнала без подстройки частоты, если выбрать его номинальную частоту так, чтобы минимальная частота генератора, обусловленная технологическим разбросом при изготовлении микросхемы, была выше минимальной частоты 3,2 МГц для варианта А, и 1,6 МГц для варианта В. Причем в варианте А для уменьшения потребления [2] цифрового блока декодирования входных данных можно использовать для его синхронизации частоту генератора 3,2 МГц, деленную на 2.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные исследования показали, что для однозначного декодирования входных данных на максимальной частоте передачи необходима частота синхронизации не менее 0,97 МГц, при этом можно использовать простую схему деления числа отсчетов на два без округления до ближайшего целого при вычислении значения pivot, что потребует меньше аппаратных затрат при реализации блока декодирования входных данных.

Рассмотрены два варианта реализации формирования частоты выдачи данных BLF в зависимости от способа округления при вычислении частоты BLF. Получено, что для выполнения требуемой точности при формировании BLF, заданной в стандарте [1], при округлении значения N_{BLF} до ближайшего четного частота синхронизации должна находиться в диапазоне частот от 3,2 до 4,5 МГц или более, при этом аппаратные затраты на реализацию вычислений будут минимальны. Для случая вычисления N_{BLF} с округлением до ближайшего целого частота синхронизации должна находиться в диапазоне частот от 1,6 до 2,25 МГц или более, но данная реализация потребует больших аппаратных затрат для реализации схемы формирования меандра при нечетных значениях N_{BLF} , при этом предъявляются

жесткие требования к скважности импульсов синхронизации, формируемых внутренним генератором.

Описанные выше исследования проведены в ходе разработки микросхемы для UHF RFID-метки на 860 – 960 МГц работающей в соответствии с протоколом, описанным в международном стандарте ISO 18000-6С.

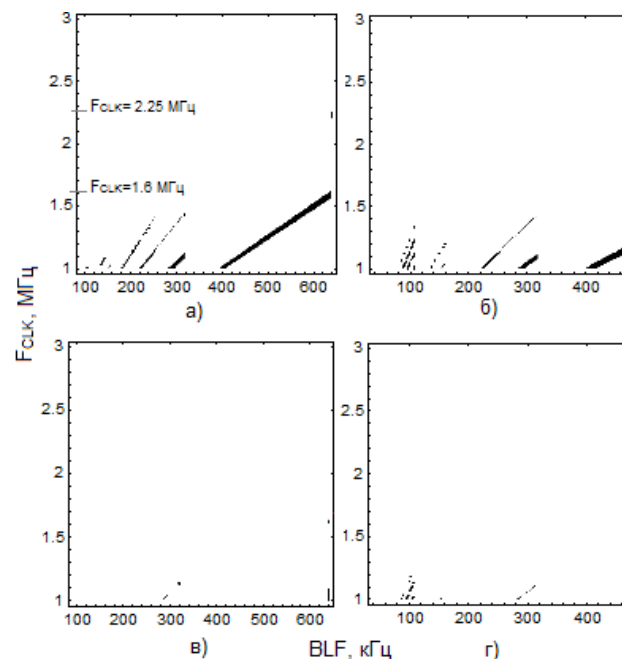


Рис. 13. Области нарушения допустимой погрешности при расчете (11): а, в) DR = 64/3; б, г) DR = 8

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Information Technology – Radio-Frequency Identification for Item Management – Part 6: Parameters for Air Interface Communications at 860 MHz to 960 MHz, ISO/IEC CD 18000-6REV1.3, 2008.
- [2] Qiasi Luo, Li Guo A Low-Power Dual-Clock Strategy for Digital Circuits of EPC Gen2 RFID tag // IEEE International Conference on RFID. 2009. P. 7-14.
- [3] Zalvide I., Vicario J., Velez I. Power and energy optimization of the digital core of a Gen2 long range full passive RFID sensor tag // RFID 2008 IEEE International Conference. 2008. P. 125-133.
- [4] Barnett R., Jin L. A 0.8V 1.52 MHz MSVC Relaxation Oscillator with Inverted Mirror Feedback Reference for UHF RFID // Conference 2006, IEEE Custom Integrated Circuits. 2006. P. 769-772.
- [5] Impact of the Local Oscillator on Baseband Processing in RFID Transponder / F. Cilek, K. Seemann, G. Holweg, R. Weigel // Signals, Systems and Electronics, 2007. ISSSE'07. International Symposium. 2007. P. 231-234.
- [6] Gen 2 Tag Clock Rate – What You Need to Know [Impinj Inc. 2005]. URL: <http://www.impinj.com/WorkArea/downloadasset.aspx?id=2541> (дата обращения: 1.2.2012).
- [7] Ultra-low-power clock generation circuit for EPC standard UHF RFID transponders / F. Song, J. Yin, H. L. Liao, R. Huang // Electronics Letters. 2008. Vol. 44, pp. 199-201.