

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СУБДИСКРЕТИЗАЦИИ ДЛЯ УМЕНЬШЕНИЯ ВЛИЯНИЯ СИГНАЛА ПРОСАЧИВАНИЯ

А.А. Кичигин
А.В. Юренев

kishigin92@gmail.com
urenev@hotmail.ru

МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Российская Федерация

Аннотация

Рассмотрена система ближней радиолокации, использующая сигнал с линейной частотной модуляцией. Приведена структура входного сигнала разностной частоты. Разработан алгоритм обработки сигнала, уменьшающий влияние сигнала просачивания в малогабаритном приемопередающем модуле. В основе алгоритма использована субдискретизация входного сигнала с помощью аналого-цифрового преобразования. Сформулированы требования к системе и аналого-цифровому преобразователю для реализации этого алгоритма. Проверена работоспособность алгоритма. Показаны возможные пути модернизации алгоритма для улучшения шумовых характеристик системы

Ключевые слова

Линейная частотная модуляция, приемопередающий модуль, математическое моделирование, развязка между антеннами, аналого-цифровое преобразование, доплеровский сдвиг частоты, радиотехника

Поступила в редакцию 30.05.2017
© МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2018

Введение. В современных системах ближней локации (на расстояниях 7...400 м) используют малогабаритные доплеровские радарные модули сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона. К ним относят, например, приемопередатчики серии *RFbeam* [1, 2], которые хорошо работают в условиях запыленности и тумана. На характеристики таких приемопередатчиков практически не оказывают влияние ветер и температура окружающей среды. Небольшие габариты (25×25×6 мм) устройства позволяют легко расположить его в различных конструкциях и осуществить скрытую установку. Это дает возможность использовать их в охранных системах, измерителях скоростей, медицинском мониторинге жизненно важных показателей и автомобильных системах обнаружения объектов в слепых зонах.

В таких модулях используют генератор с частотой перестройки до 180 МГц, управляемый напряжением. Это позволяет применять широкополосные сигналы для достижения высокого разрешения как по дальности, так и по скорости. Наиболее прост в реализации сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). При этом в принимаемом сигнале присутствуют паразитные составляющие, обусловленные паразитной амплитудной модуляцией и сигналом просачивания [3–6]. Часть сигнала передатчика поступает напрямую из передающей антенны в приемную. Таким образом образуется сигнал просачивания. При малых габаритах современных приемопередатчиков развязка между передающей и приемной

антеннами слабая. Поэтому сигнал просачивания может значительно превосходить полезный сигнал, что мешает обнаружению цели. *Цель настоящей работы* — уменьшение влияния сигнала просачивания.

Структура сигнала разностной частоты. При облучении цели на вход СВЧ-смесителя поступает отраженный сигнал от цели и часть сигнала передатчика, которая используется в качестве гетеродинного сигнала (рис. 1). Таким образом, на выходе появляется сигнал разностной частоты $e(t)$, который представляет собой сумму:

$$e(t) = e_{ц}(t) + e_{н}(t) + e_{п}(t),$$

где $e_{ц}(t)$ — полезная составляющая, обусловленная отражением от цели; $e_{н}(t)$ — паразитная составляющая, обусловленная отражением от неподвижных окружающих объектов; $e_{п}(t)$ — паразитная составляющая, обусловленная сигналом просачивания.

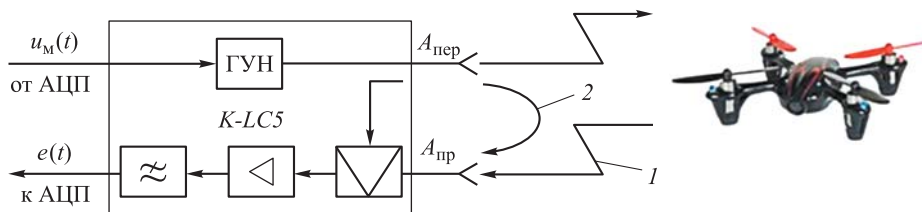


Рис. 1. Схема облучения цели:

1 — полезный доплеровский сигнал; 2 — паразитный сигнал просачивания; $u_m(t)$ — модулирующее напряжение с частотой модуляции F_m ; $e(t)$ — сигнал разностной частоты сигнала; ГУН — генератор, управляемый напряжением

Перечисленные составляющие представляют собой наборы гармоник [3]:

$$e_{ц}(t) = E_{ц} \sum_{m=0}^{\infty} A_{цm} \cos [2\pi (mF_m + F_d) t + \Phi_{цm}];$$

$$e_{н}(t) = E_{н} \sum_{m=0}^{\infty} A_{нm} \cos (2\pi mF_m t + \Phi_{нm});$$

$$e_{п}(t) = E_{п} \sum_{m=0}^{\infty} A_{пm} \cos (2\pi mF_m t + \Phi_{пm}),$$

где $E_{ц}$, $E_{н}$, $E_{п}$ — амплитуды составляющих; $A_{цm}$, $A_{нm}$, $A_{пm}$ — амплитуды m -х гармоник; $\Phi_{цm}$, $\Phi_{нm}$, $\Phi_{пm}$ — начальные фазы m -х гармоник.

Возможны переотражения полезного доплеровского сигнала от окружающих объектов, поэтому реальный полезный сигнал $e_{ц}(t)$ будет представлять собой не набор гармоник, а набор узкополосных сигналов с центральными частотами $mF_m + F_d$, F_d — доплеровская частота. Для упрощения математических выкладок это обстоятельство учитывается только при моделировании.

Сигнал просачивания и сигнал, отраженный от неподвижных объектов, имеют одинаковый спектральный состав, а сигнал просачивания значительно превосходит по мощности, сигналом $e_n(t)$ можно пренебречь. Таким образом, на выходе СВЧ-модуля

$$e(t) = E_{\text{ц}} \sum_{m=0}^{\infty} A_{\text{ц}m} \cos[2\pi(mF_m + F_d)t + \Phi_{\text{ц}m}] + E_{\text{п}} \sum_{m=0}^{\infty} A_{\text{п}m} \cos(2\pi mF_m t + \Phi_{\text{п}m}). \quad (1)$$

При построении ЛЧМ-систем частота модуляции F_m должна быть много больше доплеровской частоты F_d , поэтому выделить полезную составляющую сигнала $e(t)$ простой фильтрацией невозможно.

Использование аналого-цифрового преобразования для переноса спектра сигнала. Спектр входного аналогового сигнала можно разделить на зоны Найквиста (рис. 2) [7].

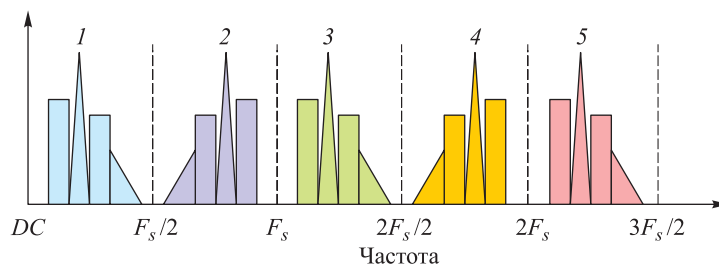


Рис. 2. Первая (1), вторая (2), третья (3), четвертая (4) и пятая (5) зоны Найквиста

Все составляющие с частотами $f_{in k}$, которые находятся выше половины частоты дискретизации F_s , будут перемещены аналого-цифровым преобразованием (АЦП) в первую зону Найквиста и преобразуются в составляющие с частотами $f_{out k}$ по формуле

$$f_{out k} = \begin{cases} \text{mod}\left(2 \frac{f_{in k}}{F_s}\right), & \text{если } f_{in k} \text{ находится в нечетной зоне Найквиста;} \\ \frac{F_s}{2} - \text{mod}\left(2 \frac{f_{in k}}{F_s}\right), & \text{если } f_{in k} \text{ находится в четной зоне Найквиста.} \end{cases}$$

Таким образом, возможно наложение спектральных составляющих сигнала. Поэтому при выборе частоты дискретизации должно выполняться условие $F_s > 2F_b$, где F_b — верхняя граничная частота полезного сигнала (теорема Котельникова).

В настоящей работе предложено выбирать частоту дискретизации F_s сигнала разностной частоты $e(t)$ так, чтобы выполнялись условия $F_s > 2F_d$ и $F_s = F_m / N$, где N — натуральное число. Тогда полезный сигнал $e_{\text{ц}}(t)$ попадет в нечетные зоны Найквиста. Подставляя в (1) $t = n / F_s$, получаем дискретизированный сигнал на выходе АЦП:

$$u(n) = e\left(\frac{n}{F_s}\right) = E_{ц} \sum_{m=0}^{\infty} A_{цm} \cos\left[2\pi(mF_m + F_d)\frac{n}{F_s} + \Phi_{цm}\right] + E_{п} \sum_{m=0}^{\infty} A_{пm} \cos\left(2\pi mF_m \frac{n}{F_s} + \Phi_{пm}\right),$$

так как $F_m / F_s = N$, то

$$u(n) = E_{ц} \sum_{m=0}^{\infty} A_{цm} \cos\left(2\pi \frac{F_d}{F_s} n + \Phi_{цm}\right) + E_{п} \sum_{m=0}^{\infty} A_{пm} \cos(\Phi_{пm}).$$

Следовательно, на выходе АЦП формируется гармонический сигнал с постоянной составляющей. Амплитуда такого сигнала зависит от амплитуд гармоник полезного сигнала $A_{цm}$, а постоянная составляющая — от гармоник сигнала просачивания $A_{пm}$. Постоянную составляющую сигнала $u(n)$ можно подавить с помощью цифрового фильтра высоких частот. Таким образом устраняется влияние сигнала просачивания.

Суммирование составляющих полезного сигнала некогерентно, поэтому амплитуда отдельной гармоники $A_{цm}$ может оказаться больше амплитуды сигнала $u(n)$. В этом случае из сигнала разностной частоты $e(t)$ выделяется рабочая гармоника m с помощью узкополосного фильтра, а затем полученный сигнал $e_{\phi}(t)$ подается на АЦП:

$$e_{\phi}(t) = E_{ц} A_{цm} \cos[2\pi(mF_m + F_d)t + \Phi_{цm}] + E_{п} A_{пm} \cos(2\pi mF_m t + \Phi_{пm});$$

$$u(n) = E_{ц} A_{цm} \cos(\Phi_{пm}) + E_{ц} A_{цm} \cos\left(2\pi \frac{F_d}{F_s} n + \Phi_{цm}\right).$$

Подобный метод дискретизации, когда полезный сигнал находится во второй или последующих зонах Найквиста, называют субдискретизацией [8].

Моделирование субдискретизации сигнала разностной частоты. Для моделирования предложенного авторами настоящей работы метода использована САПР *SystemVue* (*Keysight Technologies*) [9, 10]. Структурная схема модели приведена на рис. 3.

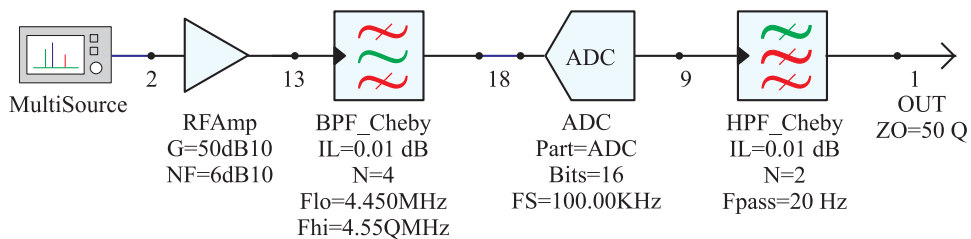


Рис. 3. Структурная схема модели субдискретизации сигнала разностной частоты, полученная в САПР *SystemVue*

В блоке *MultiSource* формируется сигнал разностной частоты, согласно формуле (1). Для определения амплитуд $A_{цm}$, фаз $\Phi_{цm}$ гармоник полезного сигнала

(первое слагаемое формулы (1)), а также амплитуд $A_{п м}$, фаз $\Phi_{п м}$ составляющих сигнала просачивания (второе слагаемое формулы (1)) использовался приемопередающий модуль *RFbeam K-LC5* и спектроанализатор *Rigol DSA 815*. Частота модуляции F_m составляла 1,5 МГц.

**Характеристики гармоник полезного сигнала (числитель)
и сигнала просачивания (знаменатель)**

Частота							
гармоники, МГц	0,001/1,5	1,501/3,0	3,001/4,5	4,501/6,0	6,001/7,5	7,501/9,0
Мощность							
гармоники, дБм	-103/-46	-98/-48	-93/-57	-84/-50	-84/-50	-96/-57
Фаза							
гармоники, град	0/0	-63/0	-74/0	-84/0	84/0	74/0
							63/-

Полноценное моделирование отраженного полезного доплеровского сигнала представляет собой сложную вычислительную задачу [11–13], поэтому полезная доплеровская составляющая сигнала разностной частоты аппроксимируется набором узкополосных сигналов с полосой 500 Гц с центральными частотами, согласно данным, приведенным выше. Сигнал разностной частоты представлен на рис. 4.

Для выделения рабочей гармоники использован блок *BPF_Cheby* (полосовой фильтр Чебышева четвертого порядка с полосой пропускания 100 кГц и с центральной частотой 4,5 МГц). Субдискретизация выполнена с помощью блока *ADC* (16-битный АЦП с частотой дискретизации $F_s = 100$ кГц, $F_m / F_s = 15$). Результаты моделирования приведены на рис. 5.

Согласно результатам моделирования, сигнал просачивания выделяется на нулевой гармонике, а полезный доплеровский сигнал — на частоте 1 кГц (см. рис. 5). Мощность сигнала просачивания на частоте 30 дБ меньше мощности полезного сигнала в случае выделения рабочей гармоники и на частоте 10 дБ без ее выделения, так как происходит некогерентное суммирование полезного сигнала и когерентное — паразитного сигнала просачивания.

Для улучшения шумовых характеристик предложены следующие варианты:

- замена входного усилителя малошумящим;
- использование АЦП с меньшим уровнем интермодуляционных искажений и собственных шумов;
- увеличение частоты дискретизации.

По результатам моделирования ясно, что субдискретизация сигнала разностной составляющей и фильтрация постоянной составляющей уменьшают влияние сигнала просачивания (см. рис. 5). Однако предлагаемый метод работает только при полной синхронизации модулирующего сигнала ЛЧМ-колебания и тактирующего сигнала ($F_m / F_s = N$). Поэтому оба сигнала должны генерироваться одним источником, например кварцевым генератором с последующими целочисленными множителями или делителями частоты.

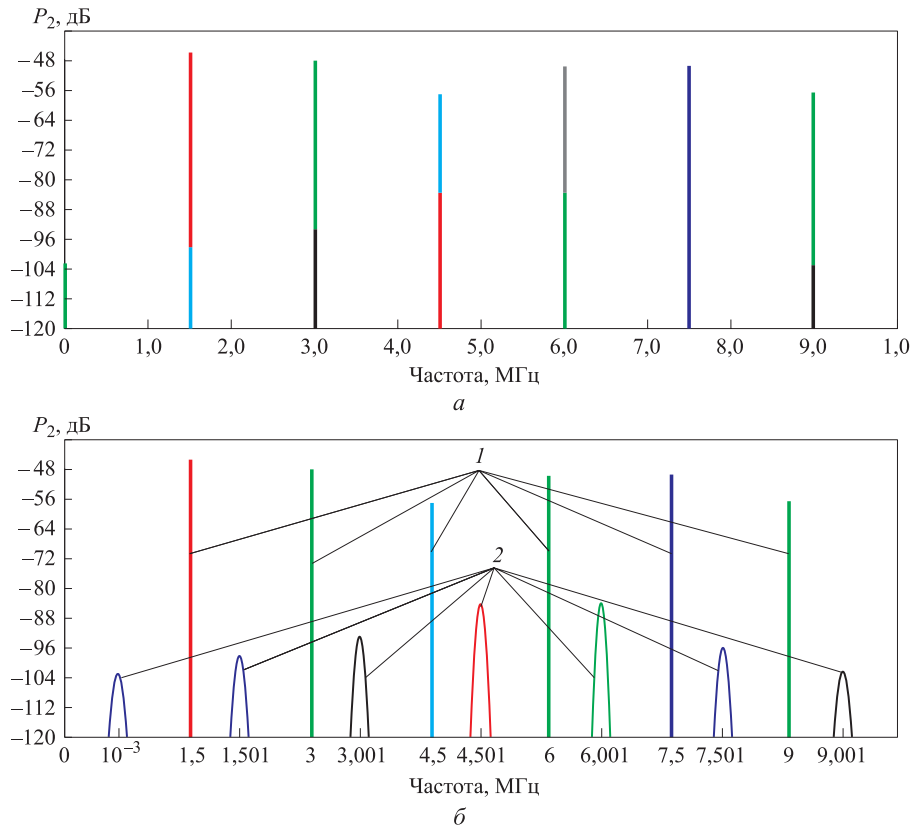


Рис. 4. Результирующий сигнал разностной частоты в диапазоне частот 0...10 МГц (а) и в увеличенном масштабе (б):

1 — составляющая, обусловленная сигналом просачивания; 2 — составляющая полезного сигнала

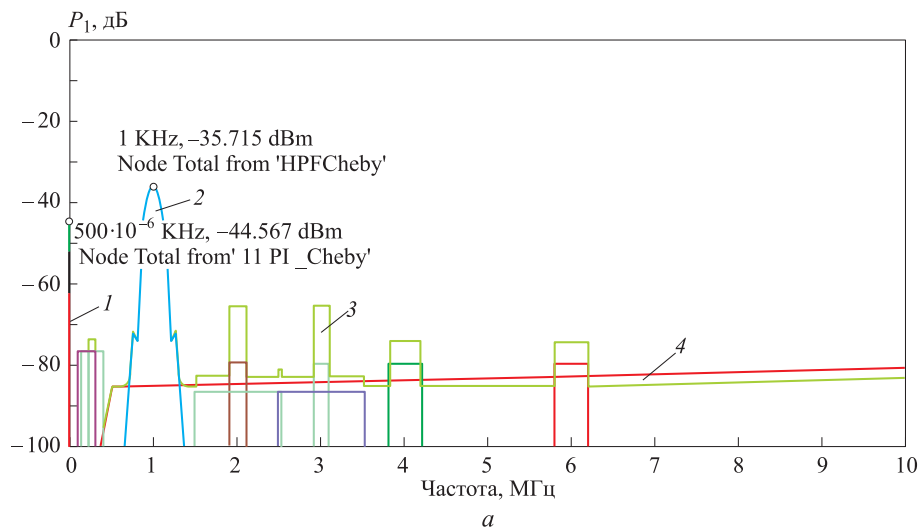


Рис. 5 (начало). Результат субдискретизации сигнала разностной частоты без выделения (а) рабочей гармоники:

1 — сигнал просачивания; 2 — полезный доплеровский сигнал; 3 — интермодуляционные искажения АЦП; 4 — шум АЦП

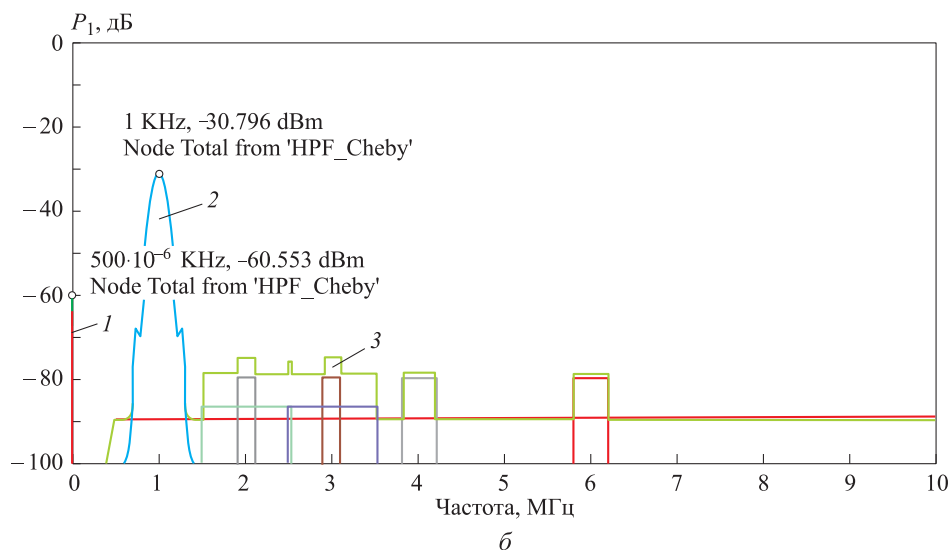


Рис. 5 (окончание). Результат субдискретизации сигнала разностной частоты с выделением (б) рабочей гармоники

Выводы. Метод обработки сигнала разностной частоты позволяет значительно уменьшить влияние паразитного сигнала просачивания, возникающего при близком расположении передающей и приемной антенн. Применяемая субдискретизация дает возможность снизить требования по частоте преобразования АЦП. Для улучшения работы предлагаемого алгоритма необходимо осуществлять дополнительную фильтрацию сигнала разностной частоты (выделять рабочую гармонику). В этом случае возрастает помехозащищенность устройства. В связи с этим предъявляется требование к синхронизации модуляционного напряжения и тактирующего сигнала АЦП, невыполнение которого приводит к неработоспособности алгоритма.

ЛИТЕРАТУРА

1. Горбатов К. Радарные модули фирмы RFbeam диапазона ISM 24.05–24.25 ГГц // Компоненты и технологии. 2015. № 4. С. 18–22.
2. Горбатов К. О построении датчика движения большой дальности на основе 24 ГГц модуля K-LC6 фирмы RFbeam // Компоненты и технологии. 2016. № 7. С. 34–36.
3. Климашев Б.М., Петров И.П. Устройства ближней локации с непрерывными сигналами. Куйбышев: Куйбышевский политехнический институт им. В.В. Куйбышева, 1974. 51 с.
4. Кичигин А.А., Шахтарин Б.И. Алгоритм обработки сигнала в автономном устройстве фиксации высоты // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2016. № 3. С. 13–23. DOI: 10.18698/0236-3933-2016-3-13-23
5. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Смольский С.М., Шахтарин Б.И. Проблема шумов и нелинейность модуляционной характеристики передатчика в прецизионных промышленных системах ближней частотной радиолокации // Успехи современной радиоэлектроники. 2008. № 3. С. 3–29.

6. Козирацкий Ю.Л., Иванцов А.В., Толстых Н.Н., Кильдюшевский В.М. Влияние нелинейности АЧХ-преобразователя на точность оценки параметров ЛЧМ-сигналов в устройствах формирования имитационных помех // Радиотехника. 2010. № 10. С. 37–40.
7. Рождественский Д.В. Дискретизация и теорема дискретизации // Автоматика и телемеханика. 2006. № 12. С. 142–153.
8. Микушин А.В., Сажнев А.М., Сединин В.И. Цифровые устройства и микропроцессоры. СПб.: БХВ-Петербург, 2010. 832 с.
9. Казарян С.М., Павлов Г.Л. Модель приемника спутниковой навигационной системы «Навстар» в пакете SystemVue // Нелинейный мир. 2011. Т. 9. № 12. С. 807–812.
10. Шхатарин Б.И., Сидоркина Ю.А., Кульков И.А. Моделирование гибридной системы фазовой и тактовой синхронизации ФМ-сигналов // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2014. № 4. С. 123–134.
11. Глазков В.В., Лиходеенко К.П., Сучков В.Б. Методика формирования кинематической модели многоточечного типа моторизованных объектов на основе их полигональных моделей // Научный вестник МГТУ ГА. 2012. № 176. С. 57–64.
12. Глазков В.В., Лиходеенко К.П., Сучков В.Б. Цифровое моделирование входных сигналов доплеровских радиолокационных систем миллиметрового диапазона длин волн от моторизованных объектов // Электромагнитные волны и электронные системы. 2011. № 6. С. 43–51.

Кичигин Артем Анатольевич — аспирант кафедры «Автономные информационные и управляющие системы» МГТУ им. Н.Э. Баумана (Российская Федерация, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1).

Юренев Александр Владимирович — ассистент кафедры «Автономные информационные и управляющие системы» МГТУ им. Н.Э. Баумана (Российская Федерация, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1).

Просьба сослаться на эту статью следующим образом:

Кичигин А.А., Юренев А.В. Использование субдискретизации для уменьшения влияния сигнала просачивания // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2018. № 1. С. 21–30. DOI: 10.18698/0236-3933-2018-1-21-30

SUBSAMPLING IN REDUCING LEAKAGE SIGNAL EFFECT

A.A. Kichigin

kishigin92@gmail.com

A.V. Yurenev

urenev@hotmail.ru

Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation

Abstract

The research deals with the short range radiolocation system using a LFM signal. The paper describes the structure of the input signal of resultant difference. Within the research we developed a signal processing algorithm that reduces the leakage signal effect in a small-size transmit-receive module. The algorithm is based on subsampling of the input signal by

Keywords

Linear frequency modulation, transmit-receive module, mathematical simulation, antenna cross talk, analog-to-digital conversion, Doppler frequency shift, radio engineering

means of ADC. As a result, we formulated requirements for the system and ADC for this algorithm to be implemented. Finally, we checked the algorithm functionality and showed its possible upgrading options to improve noise characteristics of the system

Received 30.05.2017
© BMSTU, 2018

REFERENCES

- [1] Gorbatov K. Radar modules of RFBeam company for ISM 24.05–24.25 GHz band. *Komponenty i tekhnologii* [Components & Technologies], 2015, no. 4, pp. 18–22 (in Russ.).
- [2] Gorbatov K. On construction of long-range movement sensor based on K-LC6 24 GHz module of RFbeam company. *Komponenty i tekhnologii* [Components & Technologies], 2016, no. 7, pp. 34–36 (in Russ.).
- [3] Klimashev B.M., Petrov I.P. *Ustroystva blizhney lokatsii s nepreryvnymi signalami* [Short-range location devices with continuous signals]. Kuybyshev, Kuybyshevskiy politekhnicheskiy institut im. V.V. Kuybysheva Publ., 1974. 51 p.
- [4] Kichigin A.A., Shakhtarin B.I. Signal processing algorithm in autonomous system of altitude fixation. *Vestn. Mosk. Gos. Tekh. Univ. im. N.E. Baumana, Priborostr.* [Herald of the Bauman Moscow State Tech. Univ., Instrum. Eng.], 2016, no. 3, pp. 13–23 (in Russ.).
DOI: 10.18698/0236-3933-2016-3-13-23
- [5] Atayants B.A., Ezerskiy V.V., Smol'skiy S.M., Shakhtarin B.I. Noise and transmitter modulation curve non-linearity in the precision industrial short-range FM radar. *Uspekhi sovremennoy radioelektroniki* [Achievements of Modern Radioelectronics], 2008, no. 3, pp. 3–29 (in Russ.).
- [6] Koziratskiy Yu.L., Ivantsov A.V., Tolstykh N.N., Kil'dyushevskiy V.M. Define nonlinearity of an amplitude-frequency characteristic of the converter at accuracy of an estimation of parameters of the LFM-signals in imitating jamming formation devices. *Radiotekhnika* [Journal Radio-engineering], 2010, no. 10, pp. 37–40 (in Russ.).
- [7] Rozhdestvenskii D.V. Sampling and the discretization theorem. *Automation and Remote Control*, 2006, vol. 67, iss. 12, pp. 1991–2001. DOI: 10.1134/S0005117906120113
- [8] Mikushin A.V., Sazhnev A.M., Sedinin V.I. *Tsifrovye ustroystva i mikroprotssory* [Digital devices and microprocessors]. Saint Petersburg, BKhV-Peterburg Publ., 2010. 832 p.
- [9] Kazaryan S.M., Pavlov G.L. Model of receiver of GNSS Navstar in program SystemVue. *Nelineynyy mir* [Nonlinear World], 2011, vol. 9, no. 12, pp. 807–812 (in Russ.).
- [10] Shakhtarin B.I., Sidorkina Yu.A., Kul'kov I.A. Simulation of hybrid system phase and clock synchronization PM-signals. *Vestn. Mosk. Gos. Tekh. Univ. im. N.E. Baumana, Priborostr.* [Herald of the Bauman Moscow State Tech. Univ., Instrum. Eng.], 2014, no. 4, pp. 123–134 (in Russ.).
- [11] Glazkov V.V., Likhoedenko K.P., Suchkov V.B. Kinematics multipoint model at the motorized objects formation methodology on the basis of their polygonal models. *Nauchnyy vestnik MGTU GA* [Civil Aviation High Technologies], 2012, no. 176, pp. 57–64 (in Russ.).
- [12] Glazkov V.V., Likhoedenko K.P., Suchkov V.B. Digital modelling of input signals of Doppler radar systems of a millimetric wave range from motorized objects. *Elektromagnitnye volny i elektronnye sistemy* [Journal Electromagnetic Waves and Electronic Systems], 2011, no. 6, pp. 43–51 (in Russ.).

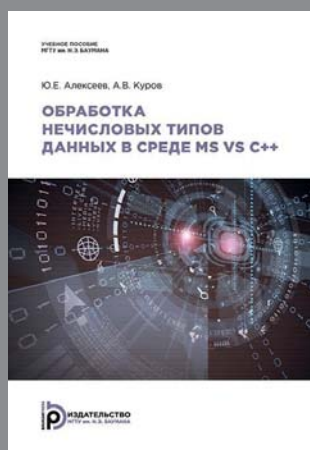
Kichigin A.A. — post-graduate student, Department of Autonomous Data Processing and Control Systems, Bauman Moscow State Technical University (2-ya Baumanskaya ul. 5, str. 1, Moscow, 105005 Russian Federation).

Yurenev A.V. — Assistant, Department of Autonomous Data Processing and Control Systems, Bauman Moscow State Technical University (2-ya Baumanskaya ul. 5, str. 1, Moscow, 105005 Russian Federation).

Please cite this article in English as:

Kichigin A.A., Yurenev A.V. Subsampling in Reducing Leakage Signal Effect. *Vestn. Mosk. Gos. Tekh. Univ. im. N.E. Baumana, Priborostr.* [Herald of the Bauman Moscow State Tech. Univ., Instrum. Eng.], 2018, no. 1, pp. 21–30 (in Russ.).

DOI: 10.18698/0236-3933-2018-1-21-30



В Издательстве МГТУ им. Н.Э. Баумана
вышло в свет учебное пособие авторов

Ю.Е. Алексеева, А.В. Курова

**«Обработка нечисловых типов данных
в среде MS VS C++»**

Рассмотрена работа со следующими типами и структурами данных: символьным; строковым; структурным; файловым; указатели. Описаны операции, которые можно выполнять с данными каждого типа. Приведены сведения о стандартных функциях обработки этих данных и примеры программ, позволяющих лучше уяснить основные особенности работы с каждым конкретным типом данных. Представлены комплекты заданий (не менее 25 вариантов). Для студентов первого курса МГТУ им. Н.Э. Баумана, обучающихся по машино- и приборостроительным специальностям.

По вопросам приобретения обращайтесь:

105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1

+7 (499) 263-60-45

press@bmstu.ru

www.baumanpress.ru