

И. В. Сочнев¹¹ АО «НПП «Радар ммс»»

ЧАСТОТНОЕ ПЛАНИРОВАНИЕ ПРИ ГЕНЕРИРОВАНИИ СУБГАРМОНИЧЕСКИХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ЦИФРОВЫМИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫМИ СИНТЕЗАТОРАМИ

Спектр выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов содержит множество гармонических составляющих – эффект Котельникова. С помощью эффекта Котельникова возможно использовать эти синтезаторы для формирования гармонических сигналов в СВЧ-диапазоне, и при правильном подборе тактовой частоты цифрового синтезатора и полосы рабочих частот можно достичь приемлемого соотношения между полезным сигналом и нежелательными составляющими в спектре.

Ключевые слова: цифровой вычислительный синтезатор, эффект Котельникова, уровень побочных составляющих.

Параметры синтезатора частоты очень важны для аппаратуры связи. Являясь основной частью радиосистемы, синтезатор определяет свойства конкретного аппарата. С технической и экономической сторон, микросхемы (МС) цифрового вычислительного синтезатора (ЦВС) удовлетворяют большинству критериев идеального синтезатора частоты: частотное разрешение МС ЦВС составляет сотые и даже тысячные доли герца при выходной частоте порядка десятков мегагерц. Такое разрешение недостижимо при других методах синтеза. Еще одним преимуществом МС ЦВС является очень высокая скорость переключения с одной рабочей частоты на другую.

В дополнение к вышесказанному, многие параметры МС ЦВС являются программно-управляемыми, что позволяет добавить в устройство новые возможности. Все это делает МС ЦВС очень перспективными устройствами для применения в СВЧ-аппаратуре.

Однако существуют следующие ограничения, связанные с процессом дискретизации и цифро-аналогового преобразования:

- максимальная выходная частота не может превышать 0,4 от тактовой частоты;
- отдельные побочные частотные компоненты (в том числе из-за эффекта Котельникова) на выходе МС ЦВС могут быть значительно большими, чем у других видов синтеза.

Для преодоления возникших трудностей целесообразно применять эффект Котельникова

с целью формирования гармонических сигналов в СВЧ-диапазоне. Возникающий при цифро-аналоговом преобразовании эффект Котельникова (рис.) заключается в наличии побочных СВЧ-составляющих в спектре основного сигнала. Значение частот побочных составляющих находится по выражению (1):

$$f = i f_{\text{тактовая}} \pm f^0 \quad (1)$$

где f – значение выходной частоты гармоники, $f_{\text{тактовая}}$ – тактовая частота ЦВС, f^0 – основная частота ЦВС, i – номер гармоники. Поэтому увеличение полосы частот и частоты синтезируемых сигналов требует от разработчика аккуратного выбора синтезируемых частот и тактовой частоты ЦВС.

Анализируя экспериментальные данные [1], можно сделать вывод, что для выбора тактовой частоты ЦВС с минимальным уровнем побочных составляющих в частотном спектре сигнала рекомендуется использовать особенности зависимости уровня негармонических побочных составляющих относительно полезного сигнала (или соотношение



Рисунок. Спектр сигнала на выходе цифро-аналогового преобразователя

динамического диапазона, свободного от помех, – SFDR (spurious free dynamic range)) от частоты сигнала на различных гармониках. Эта зависимость обладает несколькими необычными свойствами.

- При работе на частотах, кратных одной трети от тактовой частоты, SFDR улучшается минимум на 5 дБ. С одной стороны, это происходит по причине того, что частоты четных гармоник, порождаемых цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП), совпадают с частотами гармоник основного сигнала. С другой стороны, частоты нечетных гармоник ЦАП равны частотам целочисленных гармоник тактового сигнала ЦВС. Следовательно, гармоники либо совпадают по частоте с частотой полезного сигнала, либо находятся по частоте вне рабочей полосы частот.
- Еще одним свойством является пьедестал с приемлемым уровнем зависимости SFDR от частоты для первой и второй гармоник полезного сигнала, центр которой расположен на частоте, кратной четверти частоты тактового сигнала ЦВС. Улучшение SFDR на 5 дБ происходит в связи с тем, что вторые гармоники находятся по частоте вне рабочей полосы частот. Поскольку вторые гармоники ограничивают SFDR для первых двух гармоник основного сигнала, то отсутствие вторых гармоник основного сигнала в рабочей полосе частот приводит к реальному улучшению SFDR.
- Для третьих гармоник появляется два разрыва частотной зависимости SFDR. Такое поведение зависимости обусловлено частотами третьей и второй гармоник полезного сигнала. Сначала частота третьей гармоники выходит за пределы рабочей полосы. С ростом частоты полезного сигнала также растет и его амплитуда, после чего SFDR скачкообразно ухудшается на 5 дБ на частоте, равной 0,18 от тактовой частоты ЦВС. Затем с ростом частоты до величины, кратной 0,275 от тактовой частоты, происходит линейное улучшение SFDR, так как с частотой уровень второй гармоники также уменьшается. В результате при ограничении полосы рабочих частот можно достичь приемлемого SFDR при работе на гармониках основного сигнала ЦВС. Однако данный подход выбора рабочей частоты при фиксированной тактовой частоте ЦВС и ограниченной полосе рабочих частот не является оптимальным.

Для выбора тактовой частоты ЦВС и оценки полосы частот с минимальным уровнем побочных составляющих в частотном спектре сигнала предлагается следующий способ. Из-за высокого уровня полезного сигнала относительно побочных

составляющих (в сравнении с сигналами вблизи удвоенной тактовой частоты) целесообразно выбирать полосу рабочих частот вблизи тактовой частоты ЦВС.

Рассмотрим два случая при $i = 1$:

- 1) полоса частот сигналов с частотами, меньшими, чем тактовая частота;
- 2) полоса частот сигналов с частотами, большими, чем тактовая частота.

В первом случае границы полосы частот ограничены следующими соотношениями между частотами и гармониками:

$$f_{\text{нижняя}}^1 \leq n f_{\text{нижняя}}^0, \quad (2)$$

$$f_{\text{нижняя}}^1 \leq f_{\text{тактовая}} - m f_{\text{верхняя}}^0, \quad (3)$$

где $f_{\text{нижняя}}^1$ – нижняя граничная частота полосы сигнала, $f_{\text{нижняя}}^0$ – основная частота ЦВС для нижней частоты, $f_{\text{верхняя}}^0$ – основная частота ЦВС для верхней частоты, m, n – номер гармоники. Из (1)–(3) при $i = 1$ можно вывести следующие выражения:

$$f_{\text{центральная}} = f_{\text{тактовая}} \frac{2mn + m - 1}{2m(n + 1)}, \quad (4)$$

$$\Delta f = f_{\text{тактовая}} \frac{m - 1}{m(n + 1)}, \quad (5)$$

где $f_{\text{центральная}}$ – центральная частота полосы частот, Δf – полоса частот.

Во втором случае границы полосы частот ограничены следующими соотношениями между частотами и гармониками:

$$f_{\text{верхняя}}^1 \leq f_{\text{тактовая}} + m f_{\text{нижняя}}^0, \quad (6)$$

$$f_{\text{верхняя}}^1 \leq 2 f_{\text{тактовая}} - n f_{\text{верхняя}}^0, \quad (7)$$

где $f_{\text{верхняя}}^1$ – верхняя граничная частота полосы сигнала, $f_{\text{нижняя}}^0$ – основная частота ЦВС для нижней частоты, $f_{\text{верхняя}}^0$ – основная частота ЦВС для верхней частоты, m, n – номер гармоники. Из (1), (6) и (7) при $i = 1$ можно вывести следующие выражения:

$$f_{\text{центральная}} = f_{\text{тактовая}} \frac{2mn + 3m + 1}{2m(n + 1)}, \quad (8)$$

$$\Delta f = f_{\text{тактовая}} \frac{m - 1}{m(n + 1)}, \quad (9)$$

где $f_{\text{центральная}}$ – центральная частота полосы частот, Δf – полоса частот.

Также анализ выражений (6)–(9) показывает, что ширина полосы рабочих частот сигналов в обоих случаях одинакова, а центральные частоты

находятся на равном удалении по частоте от тактовой частоты ЦВС.

Рассмотрим вариант, когда следует избегать вторых и третьих гармоник, то есть при $m = 2$, $n = 3$. Из выражений (6)–(9) следует, что для полосы частот 250 МГц тактовая частота будет равна 2000 МГц, а центральная частота для первого случая будет равна 1625 МГц, для второго случая – 2375 МГц.

Данный способ позволяет оценить центральную частоту и полосу частот, где достигается наилучший уровень негармонических побочных составляющих относительно полезного сигнала или соотношение динамического диапазона, свободного от помех. В отличие от [1], можно подобрать тактовую частоту таким образом, чтобы полоса рабочих

частот удовлетворяла заданным требованиям. Далее необходимо только отфильтровать полосу рабочих частот. Соответственно, полоса должна быть взята таким образом, чтобы крутизна фильтра была достаточной для подавления гармонических составляющих вблизи границ полосы частот. Следует также отметить, что для первого случая все условия ограничивают нижнюю границу полосы частот, а для второго случая ограничивают верхнюю границу полосы частот. Тогда фильтр также должен иметь соответствующую крутизну для подавления нежелательных гармоник вблизи соответствующих границ полос частот и для режекции тактовой частоты ЦВС, проходящей на его выход.

ЛИТЕРАТУРА

1. AN-939 Application note. Super-Nyquist operation of the AD9912 yields a high RF output signal, Analog Devices, 2007. – [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.analog.com>.
2. Analog-Digital Conversion, edited by W. Kester, Analog Devices, 2004. – [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.analog.com>.
3. A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis, Analog Devices, 1999. – [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.analog.com>.

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРЕ

Сочнев Игорь Владимирович, инженер, АО «НПП “Радар ммс”», 197375, Санкт-Петербург, ул. Новосельковская, д. 37.

For citation: Radiopromyshlennost. – 2016. – № 2. – P. 22–24.
I. V. Sochnev

FREQUENCY PLANNING AT GENERATING OF SUBHARMONIC COMPONENTS WITH USE OF DIGITAL CALCULATING SYNTHESATOR

Frequency spectrum of DDS output signal contains a multiple of spectral images (Nyquist operation). Nyquist operation allows to use DDS as VHF synthesizer. By regular choosing of sampling frequency and frequency bandwidth it can achieve appropriate SFDR.

Keywords: direct digital synthesis, Nyquist operation, spurious free dynamic range.

REFERENCES

1. AN-939 Application note. Super-Nyquist operation of the AD9912 yields a high RF output signal, Analog Devices, 2007. – [Elektronnyi resurs]. Rezhim dostupa: <http://www.analog.com>.
2. Analog-Digital Conversion, edited by W. Kester, Analog Devices, 2004. – [Elektronnyi resurs]. Rezhim dostupa: <http://www.analog.com>.
3. A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis, Analog Devices, 1999. – [Elektronnyi resurs]. Rezhim dostupa: <http://www.analog.com>.

AUTHOR

Sochnev Igor, engineer, «NPP “Radar mms”» JSC, Russian Federation, 197375, Saint-Petersburg, Novosel'kovskaya st., 37.