

Проектирование подсистемы питания для схем ФАПЧ

Остин Харни (Austin Harney)

Грегорж Варжола
(Grzegorz Wawrzola)

Введение

Схема фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) является фундаментальным составным блоком современных систем связи. Схемы ФАПЧ обычно используются для формирования сигнала гетеродина в радиоприемниках или радиопередатчиках, в задачах распределения и снижения шума тактовых сигналов, а также, все чаще, в качестве источника тактового сигнала для быстродействующих схем аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования.

С каждым новым поколением схем ФАПЧ их шумовые характеристики улучшаются, и все более очевидным становится влияние шума источника питания, который в некоторых случаях может ограничивать достижимые показатели схемы ФАПЧ. В этой статье рассматривается базовая схема ФАПЧ, показанная на рис. 1, и исследуются требования к питанию каждого из ее составных блоков.

В схеме ФАПЧ управляющий контур обратной связи оказывает такое воздействие на генератор, управляемый напряжением (ГУН), чтобы частота (или фаза) сигнала генератора точно совпала с частотой (фазой) сигнала, кратного приложенному сигналу опорной частоты. Математический анализ схемы ФАПЧ

дан во многих источниках, например [1]. Для построения передаточной характеристики контура и расчета параметров могут быть полезны инструменты моделирования, например ADIsimPLL компании Analog Devices. Рассмотрим каждый из составных блоков схемы ФАПЧ по очереди.

ГУН и изменение его частоты при изменении напряжения питания

Генератор, управляемый напряжением, преобразует напряжение ошибки, поступающее с выхода фазового детектора, в частоту выходного сигнала. Его «коэффициент усиления», K_{VCO} , как правило, указывается в единицах МГц/В. Для регулировки частоты в ГУН обычно используется управляемый напряжением диод с переменной емкостью (варактор). Коэффициент усиления ГУН обычно делается достаточно большим для получения адекватного диапазона регулировки частоты, но не настолько, чтобы приводить к ухудшению фазового шума (любой шум варактора будет усиливаться в K_{VCO} раз и вносить вклад в фазовый шум).

Изобретение многодиаметровых интегрированных ГУН, наподобие используемого

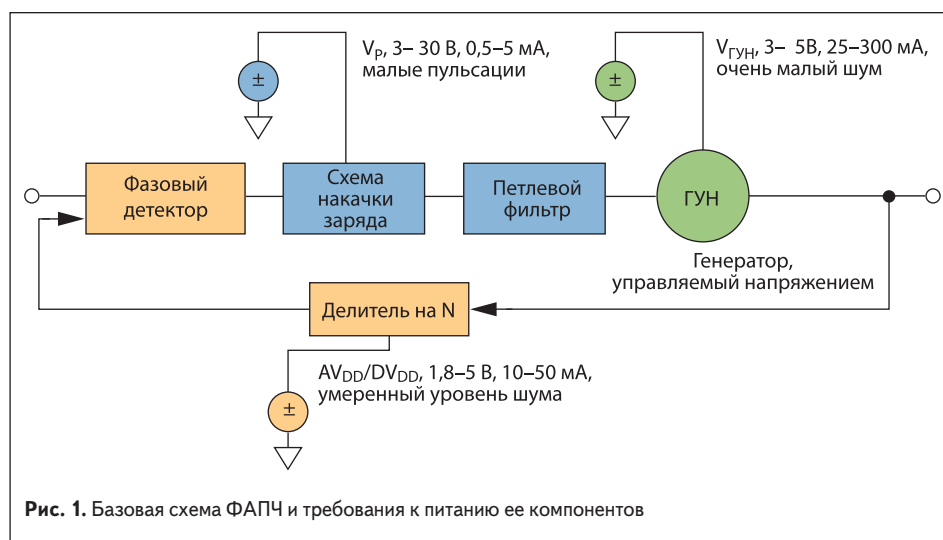


Таблица 1. Измерение влияния напряжения питания на выходную частоту ГУН ИМС ADF4350

Диапазон ГУН, МГц	V _{tuner} , В	f ₁ , МГц (V _{ГУН} = 3 В)	f ₂ , МГц (V _{ГУН} = 3,3 В)	K _{pushing} = Δf/ΔV, МГц/В
2200	2,5	2233,446	2233,061	1,28
3300	2,5	3331,112	3331,799	2,3
4400	2,5	4462,577	4464,242	5,55

в синтезаторе сетки частот ADF4350, устраняет необходимость поиска компромисса между K_{VCO} и диапазоном рабочих частот. Подобные ИМС содержат несколько ГУН с умеренным коэффициентом усиления, и с их помощью разработчик схемы ФАПЧ может реализовать переключение рабочих диапазонов в соответствии с желаемой выходной частотой. Такое разбиение частотного диапазона обеспечивает одновременно широкий полный рабочий диапазон и пониженный уровень шума.

Отклонения напряжения питания могут привести к тому, что помимо желаемого преобразования изменения входного напряжения в изменение выходной частоты (K_{VCO}) может появиться также нежелательная составляющая преобразования напряжение–частота. Чувствительность ГУН к изменению напряжения питания (VCO pushing) описывается при помощи коэффициента K_{pushing}, который обычно выражается в процентах от желаемого K_{VCO}. Как правило, он составляет 5–20% от K_{VCO}. Таким образом, в ГУН с большим коэффициентом усиления этот эффект усиливается, и вклад шума от источника питания ГУН становится более критичным.

Чтобы оценить влияние напряжения питания на выходную частоту ГУН, необходимо подать постоянное напряжение настройки на вывод V_{TUNE}, изменить уровень напряжения питания и измерить соответствующее изменение частоты. Коэффициент K_{pushing} будет равен отношению изменения частоты к изменению напряжения, как показано в таблице 1, где приведены результаты измерения для ИМС ФАПЧ ADF4350.

Альтернативный метод, как отмечено в [2], заключается в модуляции постоянного напряжения питания низкочастотным прямоугольным колебанием и наблюдении пиков вследствие частотной манипуляции на каждом из краев спектра выходного сигнала ГУН (рис. 2). Коэффициент влияния напряжения питания на частоту выходного сигнала ГУН определяется как отношение девиации частоты между пиками к амплитуде прямоугольного колебания. Этот метод может давать более точные результаты по сравнению со статическим тестом по постоянному току, поскольку в нем исключаются любые тепловые эффекты, связанные с изменением статического входного напряжения питания. На рис. 2 приведена форма спектра выходного сигнала ГУН ADF4350 на частоте 3,3 ГГц, которая получена на экране спектроанализатора при подаче номинального напряжения питания 3,3 В, модулированного прямоугольным колебанием с частотой 10 кГц и полным размахом 0,6 В. Измеренное по графику значение девиации составляет 3326,51–3324,89 = 1,62 МГц, что соответствует коэффициенту влияния напряжения питания на выходную частоту ГУН, равному 1,62 МГц/0,6 В = 2,7 МГц/В. Это значение близко к значению 2,3 МГц/В, которое дано в таблице 1.

Чем выше коэффициент влияния напряжения питания на выходную частоту ГУН в схеме ФАПЧ, тем больше шум напряжения питания ГУН. Таким образом, для минимизации влияния на фазовый шум ГУН необходимо использовать маломощные источники питания. В [3] и [4] даны хорошие примеры того, как различные стабилизаторы с малым падением

напряжения (Low Drop Out, LDO) могут влиять на фазовый шум схемы ФАПЧ. Так, например, было произведено сравнение вариантов питания ADF4350 от LDO-стабилизаторов ADP3334 и ADP150. Стабилизатор ADP3334 имеет интегрированный среднеквадратический шум 27 мкВ (в четырех декадах — 10–100 кГц). Для сравнения, у LDO-стабилизатора ADP150, используемого в оценочной плате ADF4350, этот параметр составляет 9 мкВ. Представление о разнице в спектральной плотности фазового шума схемы ФАПЧ при использовании этих двух стабилизаторов можно получить, исследовав рис. 3. Измерения, которым соответствуют представленные на рисунке графики, были проведены при частоте ГУН 4,4 ГГц, где коэффициент влияния напряжения питания на выходную частоту ГУН максимален (табл. 1), и, следовательно, соответствуют наилучшему случаю. Шум стабилизатора ADP150 достаточно мал и не вносит значительного вклада в шум ГУН, что было подтверждено повторением измерений при использовании двух (предположительно «бесшумных») батареек типа АА.

Рис. 3 подчеркивает важность использования маломощного источника питания для ADF4350, но остается вопрос: как сформулировать требования к шуму источника питания или LDO-стабилизатора?

Аналогично собственному шуму ГУН, вклад LDO-стабилизатора в фазовый шум можно представить в модели в виде аддитивной составляющей, Φ_{LDO}(t), как показано на рис. 4. Используя выражение для добавочной фазы сигнала ГУН, получаем:

$$\Phi_{LDO}(t) = K_{pushing} \int V_{LDO}(t) dt,$$

или в частотной области:

$$\Phi_{LDO}(f) = (K_{pushing} v_{LDO}(f))/f,$$

где v_{LDO}(f) — спектральная плотность шумового напряжения LDO-стабилизатора.

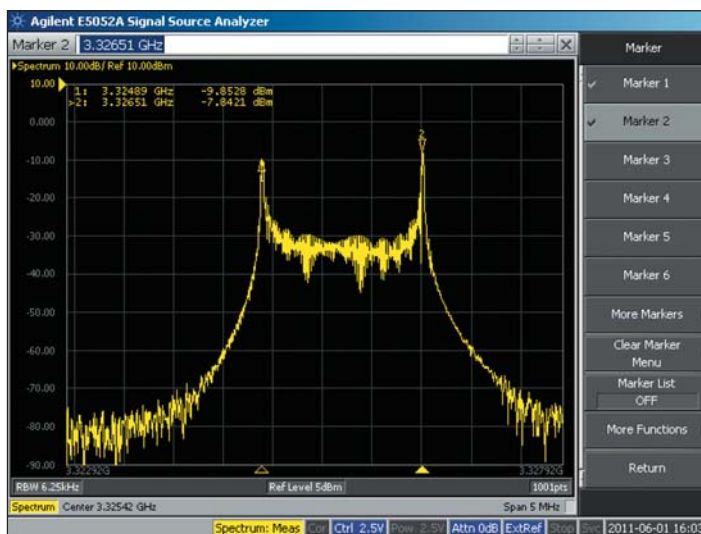


Рис. 2. График спектра выходного сигнала ГУН ADF4350 на экране спектроанализатора при модуляции напряжения питания прямоугольным колебанием с частотой 10 кГц и размахом напряжения 0,6 В

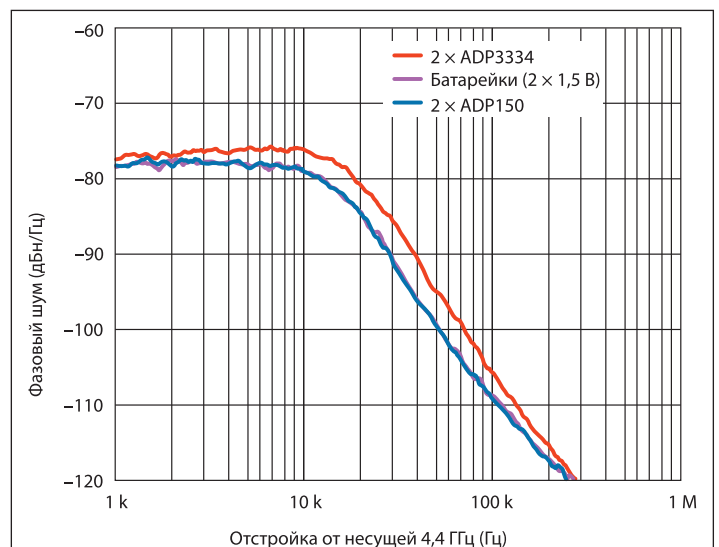


Рис. 3. Сравнение фазового шума ADF4350 на частоте 4,4 ГГц при вариантах питания от двух LDO-стабилизаторов ADP3334, двух LDO-стабилизаторов ADP150 и двух батареек типа АА

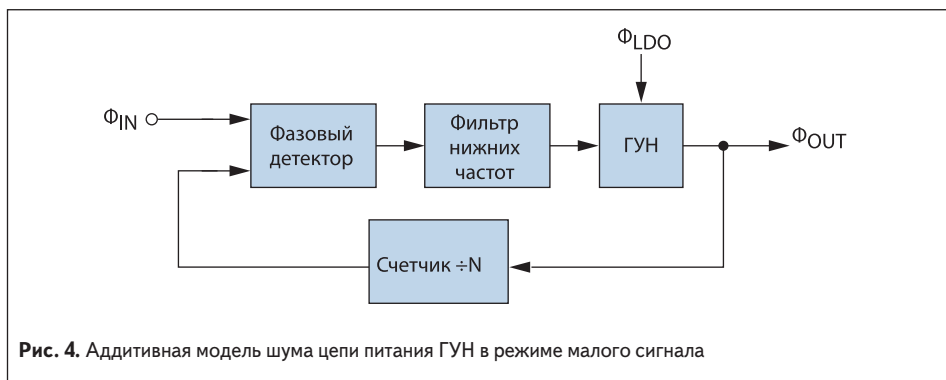


Рис. 4. Аддитивная модель шума цепи питания ГУН в режиме малого сигнала

Однополосная спектральная плотность мощности $S\Phi(f)$ в полосе 1 Гц определяется выражением:

$$S\Phi(f) = \Phi_{LDO}^2(f)/2.$$

Если перевести это выражение в дБ, то формула для вычисления вклада шума источника питания в фазовый шум принимает вид:

$$L_{LDO} = 10 \log \left[\frac{(K_{pushing} \times v_{LDO}(f))^2}{2 \times f^2} \right], \quad (1)$$

$$L_{LDO} = 20 \log \left[\frac{K_{pushing} \times v_{LDO}(f)}{\sqrt{2} \times f} \right],$$

где L_{LDO} — это вклад шума стабилизатора в фазовый шум ГУН (в дБн/Гц) при отстройке частоты f ; $K_{pushing}$ — коэффициент влияния напряжения питания на выходную частоту ГУН в Гц/В; $v_{LDO}(f)$ — спектральная плотность шума при заданной отстройке частоты в В/√Гц.

Полный шум в автономно работающем ГУН равен корню из суммы квадратов L_{LDO} и собственного шума ГУН. После перевода в дБ выражение для полного шума принимает вид:

$$L_{TOTAL} = 10 \log [\log^{-1}(L_{LDO}/10) + \log^{-1}(L_{VCO}/10)].$$

Рассмотрим в качестве примера ГУН с коэффициентом влияния напряжения питания на выходную частоту 10 МГц/В и фазовым шумом -116 дБн/Гц при отстройке на 100 кГц. Какой должна быть спектральная плотность шума источника питания, чтобы она не приводила к ухудшению шумовых характеристик ГУН при отстройке на 100 кГц? Шум в цепи питания и собственный шум ГУН складываются по закону корня из суммы квадратов, и, следовательно, для минимизации вклада шума источника питания он должен быть, по меньшей мере, на 6 дБ ниже собственного шума ГУН. Таким образом, величина L_{LDO} должна быть меньше -122 дБн/Гц. Используя выражение (1), получаем:

$$\log^{-1} \left(-\frac{122}{10} \right) = \frac{10 \text{ МГц/В} \times v_{LDO}(f)}{\sqrt{2} \times 100 \text{ кГц}}.$$

Решая данное уравнение относительно $v_{LDO}(f)$,

имеем: $v_{LDO}(f) = 11,2 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ при отстройке на 100 кГц.

Значение спектральной плотности шума LDO-стабилизатора при заданной отстройке обычно можно определить при помощи типовых графиков характеристик, приводимых в техническом описании стабилизатора.

Когда ГУН включен в схему ФАПЧ с отрицательной обратной связью, шум LDO-стабилизатора, L_{LDO} , подвергается высокочастотной фильтрации петлевым фильтром, аналогично собственному шуму ГУН. Таким образом, приведенная выше формула применима только для отстроек по частоте, превышающих ширину полосы контура ФАПЧ. Внутри полосы контура обратной связи схема ФАПЧ эффективно отслеживает и отфильтровывает шум LDO-стабилизатора, уменьшая его вклад.

Фильтрация выходного напряжения LDO-стабилизатора

Для уменьшения шума LDO-стабилизатора обычно есть два варианта: использовать LDO-стабилизатор с меньшим уровнем шума или добавить фильтрацию по выходу LDO-стабилизатора. Вариант с фильтрацией может быть хорошим выбором, если требования к шуму без фильтра превышают возможности имеющихся LDO-стабилизаторов. Зачастую для уменьшения внеполосного шума LDO-стабилизатора на 20 дБ достаточно простого П-образного LC-фильтра (рис. 5).

При выборе компонентов следует соблюдать осторожность. Типичная катушка индуктивности фильтра будет иметь номинал порядка мкГн и ферритовый сердечник, поэтому необходимо учитывать ее ток насыщения (I_{SAT}) — уровень постоянного тока, при котором индуктивность падает на 10%. Ток, потребляемый ГУН, должен быть ниже I_{SAT} . Интерес также представляет эффективное последовательное сопротивление, поскольку оно вызывает падение напряжения в фильтре. Чтобы добиться падения напряжения менее 100 мВ, для ГУН микроволнового диапазона с потребляемым постоянным током 300 мА потребуются катушка индуктивности

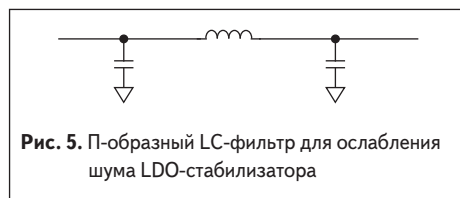


Рис. 5. П-образный LC-фильтр для ослабления шума LDO-стабилизатора

с эквивалентным последовательным сопротивлением менее 0,33 Ом. С другой стороны, чтобы сделать отклик фильтра менее резким и повысить стабильность LDO-стабилизатора, небольшое ненулевое эквивалентное последовательное сопротивление необходимо. На практике рекомендуется выбрать конденсатор с очень малым паразитным последовательным сопротивлением и использовать для повышения стабилизации отдельный последовательный резистор. Работу фильтра можно легко промоделировать в SPICE при помощи одного из доступных пакетов моделирования, например NI Multisim.

Схема накачки заряда и фильтр

Схема накачки заряда преобразует напряжение ошибки фазового детектора в импульсы тока, которые интегрируются и сглаживаются петлевым фильтром схемы ФАПЧ. Рабочий диапазон напряжений схемы накачки заряда, как правило, составляет вплоть до 0,5 В ниже напряжения питания (V_p). Например, если максимальное напряжение питания схемы накачки заряда равно 5,5 В, то она способна работать только при выходном напряжении до 5 В. Полезную информацию и пример проекта для реальной схемы ФАПЧ можно найти в документе Circuit Note CN-0174 [5], а способы работы с высоким напряжением обсуждаются в статье *Designing High-Performance Phase-Locked Loops with High-Voltage VCOs* [6]. Альтернативным вариантом использованию активного фильтра является применение ИМС ФАПЧ со схемой накачки заряда, рассчитанной на более высокие напряжения, например ADF4150HV. Схема накачки заряда в ADF4150HV может работать с напряжениями вплоть до 30 В, что во многих случаях избавляет от необходимости в активном фильтре.

Малый ток, потребляемый схемой накачки заряда, делает привлекательным применение повышающего импульсного преобразователя, который формировал бы высокое напряжение, необходимое для работы схемы накачки заряда, из низкого напряжения питания. Однако пульсации с частотой коммутации, характерные для данного типа преобразователя постоянного напряжения, могут приводить к появлению нежелательных побочных составляющих в выходном сигнале ГУН. Высокий уровень побочных составляющих в схеме ФАПЧ может приводить к невыполнению требований, предъявляемых при тестировании маски излучения передатчика, или ухудшению чувствительности и блокировке внеполосных сигналов в приемнике. Для упрощения формирования требований к пульсациям преобразователя напряжения с использованием измерительной конфигурации, изображенной на рис. 6, был построен график зависимости ослабления пульсаций в цепи питания от их частоты при разных значениях ширины полосы контура ФАПЧ.

В изображенной тестовой конфигурации к постоянному напряжению источника питания через емкостную связь добавляется переменное напряжение пульсации 17,4 мВ (-22 дБм), получаемое с выхода генератора, который перестраивается во всем необходимом рабочем диа-

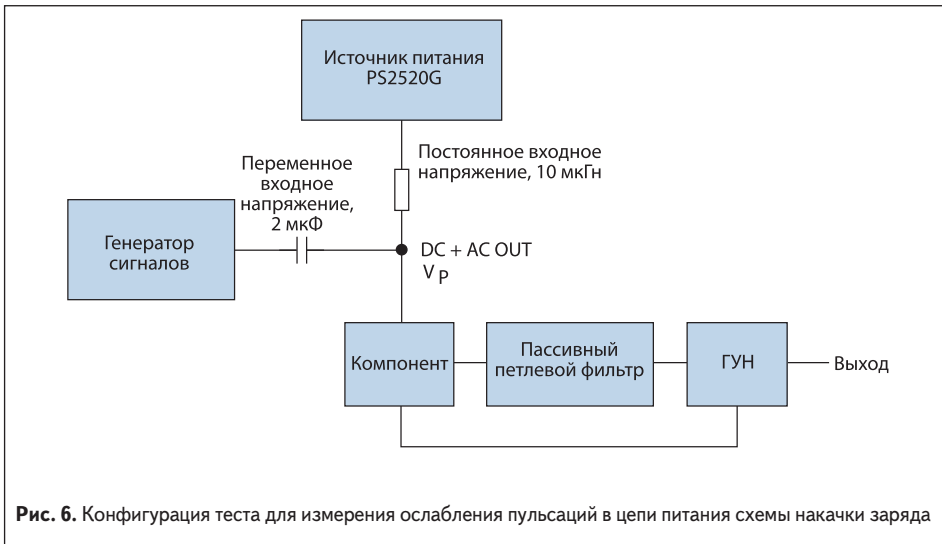


Рис. 6. Конфигурация теста для измерения ослабления пульсаций в цепи питания схемы накачки заряда

пазоне частот. На каждой частоте производится измерение мощности побочных составляющих, и значение коэффициента ослабления пульсаций напряжения в цепи питания определяется как разность в дБ между мощностью входного сигнала (-22 дБм) и измеренным значением. Конденсаторы номиналом 0,1 мкФ и 1 нФ, используемые для развязки схемы накачки заряда по питанию, дают некоторое ослабление наводимого сигнала пульсаций, поэтому уровень сигнала на выходе генератора был увеличен до значения, при котором в каждой точке частотного диапазона непосредственно на выводе питания напряжение пульсаций составляет 17,4 мВ. Результаты измерений представлены на рис. 7.

На низких частотах, по мере роста частоты пульсаций питания внутри полосы контура ФАПЧ, коэффициент ослабления пульсаций ухудшается. После того как значение частоты пульсаций достигает значения ширины полосы контура ФАПЧ, пульсации ослабляются аналогично шуму источника опорного напряжения, и коэффициент ослабления

пульсаций цепи питания улучшается. График показывает, что для минимизации побочных составляющих, вызванных пульсациями напряжения, желательно использовать повышающий преобразователь с большей частотой коммутации — в идеале более 1 МГц. Кроме того, следует, по возможности, минимизировать ширину полосы контура ФАПЧ.

Хороший пример повышающего импульсного преобразователя, подходящего для данной задачи, — ADP1613, имеющий частоту коммутации 1,3 МГц. При ширине полосы контура ФАПЧ 10 кГц в схеме можно обеспечить ослабление пульсаций в цепи питания около 90 дБ. В то же время при ширине полосы контура 80 кГц ослабление пульсаций в цепи питания составляет 50 дБ. Обозначив требования к уровню побочных составляющих в схеме ФАПЧ, можно определить необходимый уровень пульсаций на выходе повышающего импульсного преобразователя. Так, например, если от схемы ФАПЧ требуется уровень побочных составляющих менее -80 дБм

и коэффициент ослабления пульсаций в цепи питания равен 50 дБ, то уровень напряжения пульсаций на входе схемы накачки заряда должен быть менее -30 дБм (полный размах 20 мВ). Такой уровень пульсаций может быть легко обеспечен путем фильтрации, если поместить вблизи от вывода напряжения питания емкость развязки достаточного номинала. Например, при частоте коммутации 1,3 МГц развязывающий конденсатор номиналом 100 нФ обеспечивает подавление пульсаций более 20 дБ. При выборе конденсаторов следует обращать внимание на номинальное рабочее напряжение. Например, если повышающий преобразователь дает напряжение питания 18 В, то необходимо использовать конденсаторы с рабочим напряжением 20 В или более.

Проектирование повышающего импульсного преобразователя и фильтра пульсаций можно упростить при помощи инструмента проектирования для ADP161x на базе Excel. Рис. 8 иллюстрирует пользовательский интерфейс инструмента с введенными параметрами для примера проекта преобразования из 5 в 20 В. Для минимизации напряжения пульсаций в проекте была выбрана опция фильтрации шума, и в поле V_{OUT} ripple (пульсации V_{OUT}) было установлено минимальное значение. Максимальный ток, потребляемый высоковольтной схемой накачки заряда, составляет 2 мА, и для обеспечения запаса по току в поле I_{OUT} было записано значение 10 мА. Разработанный проект был протестирован на оценочной плате ADF4150HV при ширине полосы контура ФАПЧ, равной 20 кГц. Из рис. 8 следует, что при выбранных параметрах проекта можно ожидать подавления пульсаций в цепи питания примерно 70 дБ. Благодаря превосходному подавлению пульсаций, значительных побочных составляющих из-за пульсаций напряжения в разработанной конфигурации не наблюдалось (<-110 дБм) даже без применения шумового фильтра.

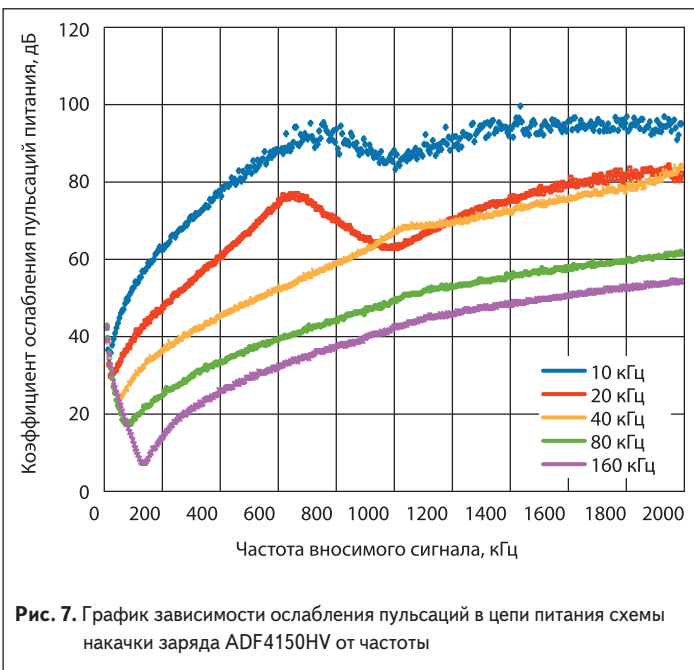


Рис. 7. График зависимости ослабления пульсаций в цепи питания схемы накачки заряда ADF4150HV от частоты

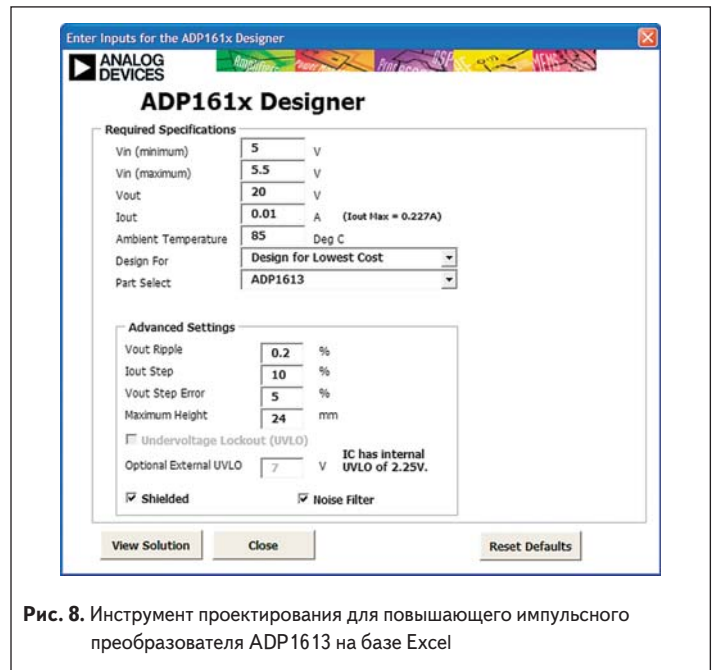


Рис. 8. Инструмент проектирования для повышающего импульсного преобразователя ADP1613 на базе Excel

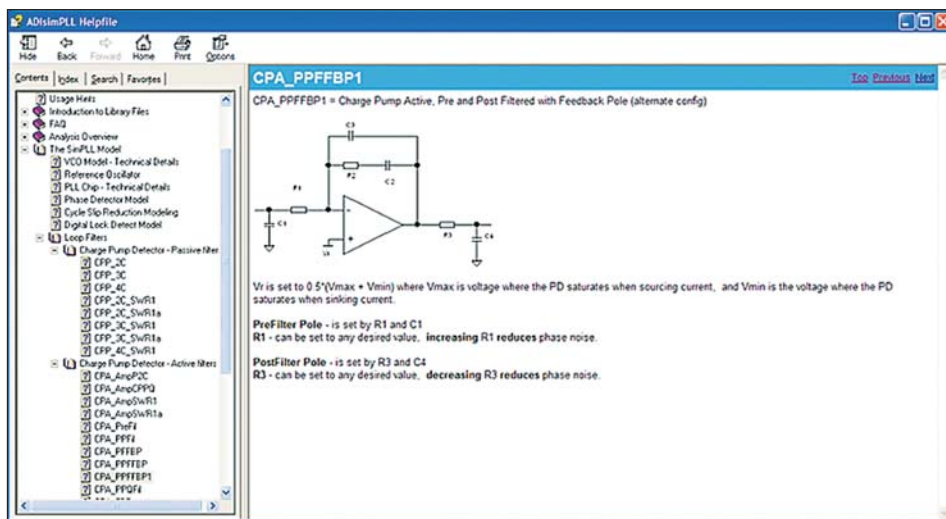


Рис. 9. Окно проекта фильтра CPA_PFFB1 в пакете ADIsimPLL

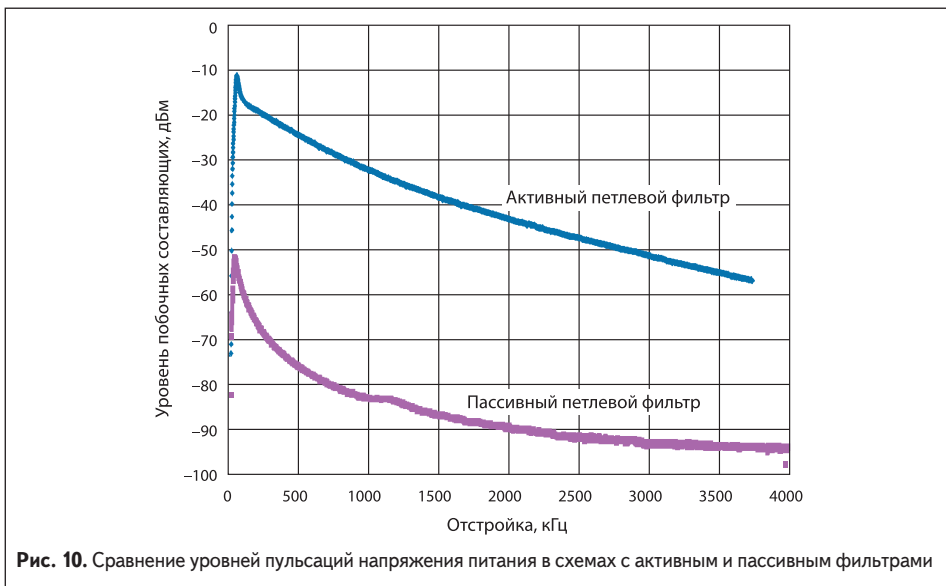


Рис. 10. Сравнение уровней пульсаций напряжения питания в схемах с активным и пассивным фильтрами

В качестве заключительного эксперимента было произведено сравнение ослабления пульсаций в цепи питания высоковольтной схемы накачки заряда, обеспечиваемого в разработанном проекте и в проекте на основе активного фильтра — топологии, которая на сегодня наиболее часто используется для формирования высоких напряжений настройки

ГУН. Для проведения измерений к напряжению питания схемы накачки заряда (V_p) синтезатора ADF4150HV, работающего с пассивным петлевым фильтром, был добавлен переменный сигнал с размахом 1 В, как в измерительной конфигурации, изображенной на рис. 6. Аналогичные измерения были повторно произведены с использованием вместо пассивного фильтра активного фильтра с той же шириной полосы. В качестве активного был выбран фильтр типа CPA_PFFB1 из пакета ADIsimPLL (рис. 9).

Для достоверности сравнения на выводах питания схемы накачки заряда и операционного усилителя использовалась одинаковая развязка — параллельное соединение конденсаторов номиналом 10 мкФ, 10 нФ и 10 пФ. Результаты измерений изображены на рис. 10: по сравнению с активным фильтром, высоковольтная схема накачки заряда обладает на 40–45 дБ большим уровнем ослабления побочных составляющих, вызванных пульсациями напряжения питания. Повышенный уровень ослабления побочных составляющих в высоковольтной схеме накачки заряда

может частично быть объяснен меньшим ослаблением в петлевом фильтре при использовании активного фильтра. В данном случае, в отличие от пассивного фильтра, частота вносимых пульсаций будет выше частоты первого полюса.

В качестве последнего замечания относительно питания схемы ФАПЧ следует отметить, что к третьему напряжению питания, указанному на рис. 1 (напряжение питания делителя, AV_{DD}/DV_{DD}), предъявляются менее строгие требования по сравнению с питанием ГУН и схемы накачки заряда. Это вызвано тем, что ВЧ-каскады схемы ФАПЧ (напряжение питания AV_{DD}) обычно выполнены на биполярных транзисторах и работают с сигналами ЭСЛ. Такие каскады имеют стабильные, привязанные к напряжению запрещенной зоны напряжения смещения, и поэтому сравнительно устойчивы к изменениям питания. Цифровые блоки, выполненные по технологии КМОП (напряжение питания DV_{DD}), также, по своей природе, более устойчивы к шумам в цепи питания. Таким образом, для питания этой части схемы ФАПЧ рекомендуется выбрать LDO-стабилизатор умеренного качества, удовлетворяющий требованиям к току и напряжению данной цепи, и добавить конденсаторы развязки по всем выводам питания — обычно достаточно параллельного включения конденсаторов емкостью 100 нФ и 10 пФ.

Заключение

В статье были рассмотрены требования к подсистеме формирования питания основных блоков схемы ФАПЧ и даны расчеты параметров питания ГУН и схемы накачки заряда. Компания Analog Devices предлагает целый ряд ресурсов проектирования для схем питания и ИМС синтезаторов с ФАПЧ, включая примеры схем и готовых решений, а также инструменты моделирования ADIsimPLL и ADIsimPower. Обладая знаниями о влиянии шума и пульсаций в цепи питания на характеристики схемы ФАПЧ, разработчик может грамотно сформулировать требования к блокам формирования напряжений питания и реализовать проекты схем ФАПЧ с наилучшими возможными характеристиками. ■

Литература

1. Best R. E. Phase Locked Loops: Design, Simulation, and Applications. McGraw-Hill. 2007.
2. Colin D. Externally Induced VCO Phase Noise // Microwave. 2002. № 2.
3. Collins I. Integrated PLLs and VCOs. Part 2 // Radio-Electronics.com. 2010. № 10.
4. Circuit Note CN-0147. Powering a Fractional-N Voltage-Controlled Oscillator (VCO) with Low Noise LDO Regulators for Reduced Phase Noise. Analog Devices. 2010.
5. Circuit Note CN-0174. Low Noise, 12 GHz, Microwave Fractional-N Phase-Locked Loop (PLL) Using an Active Loop Filter and RF Prescaler. Analog Devices. 2010.
6. Harney A. Designing High-Performance Phase-Locked Loops with High-Voltage VCOs // Analog Dialogue. 2009. V. 43.