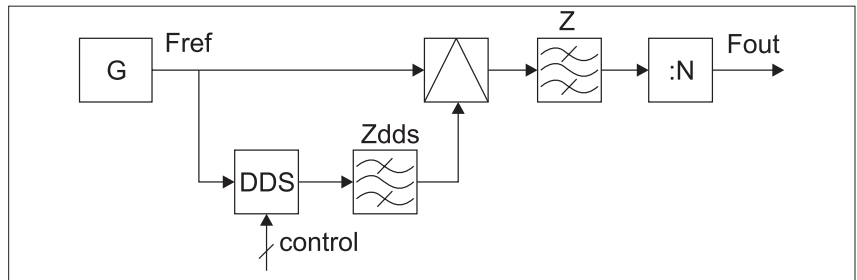


ЦИФРОВЫЕ СИНТЕЗАТОРЫ ПРЯМОГО СИНТЕЗА С РАСШИРЕНИЕМ ДИАПАЗОНА ПЕРЕСТРОЙКИ ВЫХОДНОЙ ЧАСТОТЫ

Рассмотрен метод расширения диапазона перестройки частоты синтезаторов частоты, обеспечивающий низкий уровень паразитных дискретных составляющих и высокую скорость перестройки. Для расширения диапазона перестройки выходной частоты цифрового синтезатора прямого синтеза используется каскадное включение узлов на основе смесителей и делителей с переключаемым коэффициентом деления. Приведены схемы построения узлов и расчетные соотношения. Представлена структурная схема и параметры разработанного многооктавного цифрового синтезатора частоты СВЧ-диапазона с низким уровнем фазового шума.

При разработке синтезатора частоты чаще всего применяют схемы построения на основе ФАПЧ. В последнее время достигнуты большие успехи в создании МИС подобных устройств, обеспечивающих малые габариты и низкую стоимость. Однако построение быстродействующих систем с помощью ФАПЧ – это всегда поиск компромисса между скоростью перестройки выходной частоты, фазовым шумом и уровнем паразитных спектральных составляющих. В этом смысле бескомпромиссными являются синтезаторы частоты на основе цифровых синтезаторов прямого синтеза (ЦСПС), или в английской терминологии DDS. К недостаткам синтезаторов на ЦСПС следует отнести высокий уровень паразитных спектральных составляющих в спектре выходного сигнала и ограничения по диапазону выходных частот. Снижения уровня паразитных спектральных составляющих удалось добиться за счет преобразования частоты выходного сигнала ЦСПС в диапазон СВЧ и последующего деления частоты преобразованного сигнала, как показано на рис. 1 [1, 2]. При делении частоты в N раз относительный уровень паразитных составляющих уменьшается на $\Delta A = 20 \lg(N)$ дБ, но одновременно в N раз уменьшается диапазон перестройки частоты. В результате при необходимости получить относительный уровень паразитных спектральных составляющих -90 дБнес полоса перестройки выходной частоты получалась порядка $0,2\%$



▲ Рис. 1. Структурная схема узкополосного синтезатора частоты на основе ЦСПС с низким уровнем паразитных спектральных составляющих

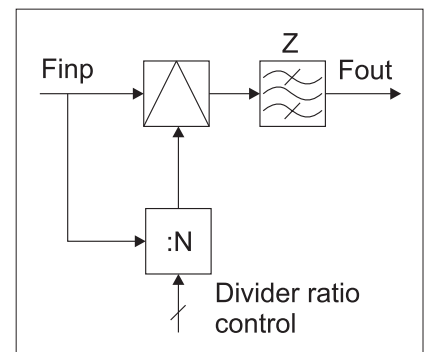
в дециметровом диапазоне. Этот недостаток стал причиной ограниченного внимания к данной схеме синтезатора, хотя в ней и достигнут уровень фазового шума, близкий к уровню, характерному для кварцевых генераторов, чрезвычайно малый шаг перестройки выходной частоты и быстрое (менее 1 мкс) переключение частоты.

В результате поиска решений, позволяющих расширить диапазон перестройки частоты ЦСПС с делением частоты выходного сигнала, была предложена схема на основе делителей с переключаемым коэффициентом деления (ДПКД) и смесителей [3, 4].

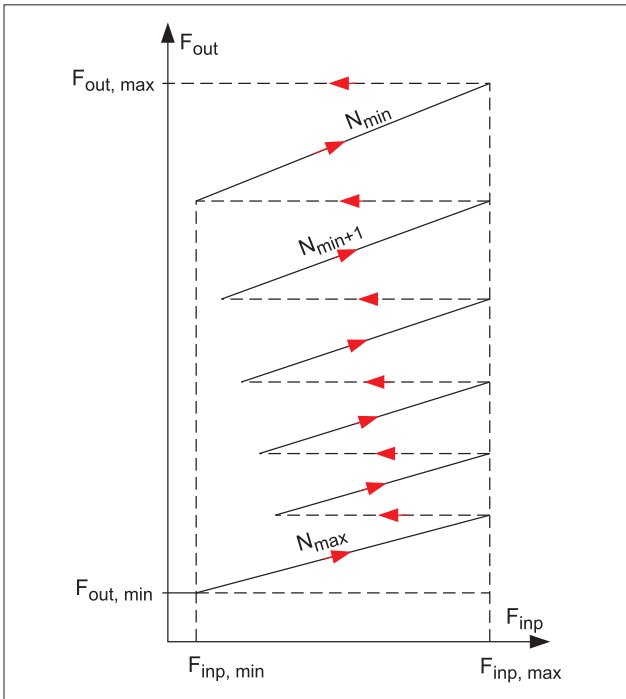
В простейшем случае структурная схема каскада расширения диапазона перестройки частоты соответствует приведенной на рис. 2.

Сигнал с частотой F_{inp} поступает одновременно на вход ДПКД и на вход гетеродина смесителя. Сигнал с выхода ДПКД с N раз меньшей частотой, поступает на низкочастотный вход смесителя. В результате на выходе

смесителя образуется сигнал с частотой $F_{out} = (1 + 1/N) \cdot F_{inp}$ или $F_{out} = (1 - 1/N) \cdot F_{inp}$. Полосно-пропускающий фильтр (ПФ) Z , подключенный к выходу смесителя, выделяет одну из этих спектральных составляющих; предположим, что это составляющая с частотой $F_{out} = (1 + 1/N) \cdot F_{inp}$. Зависимость частоты на выходе каскада от частоты на его входе для различных значений коэффициентов деления ДПКД приведена на рис. 3.



▲ Рис. 2. Структурная схема каскада расширения диапазона перестройки частоты



▲ Рис. 3. Диаграмма перестройки частоты для каскада на рис. 1

На рис. 3 видно, что при определенных значениях входной частоты для смежных значений коэффициента деления значения частоты на выходе будут равны. Например, выходная частота при $N = N_{\min}$ и $F_{\text{inp}} = F_{\text{inp_min}}$ а также при $N = N_{\min} + 1$ и $F_{\text{inp}} = F_{\text{inp_max}}$ будет одной и той же. Таким образом, расширение диапазона перестройки частоты на выходе описываемого узла по сравнению диапазоном перестройки частоты на его входе может быть получено за счет переключения коэффициента деления ДПКД и повторения перестройки входной частоты при каждом новом значении коэффициента деления ДПКД.

Можно показать, что для обеспечения непрерывности перестройки выходной частоты требуемое отношение максимального значения входной частоты к минимальному значению зависит от минимального значения коэффициента деления (1):

$$\frac{f_{\text{вх_max}}}{f_{\text{вх_min}}} = \frac{(N_{\min} + 1)^2}{N_{\min}(N_{\min} + 2)}. \quad (1)$$

От величины максимально допустимого значения коэффициента деления ДПКД N_{\max} зависит ширина диапазона перестройки выходной частоты (2):

$$\frac{f_{\text{вых_max}}}{f_{\text{вых_min}}} = \left(\frac{1 + \frac{1}{N_{\min}}}{1 + \frac{1}{N_{\max}}} \right) \cdot \frac{f_{\text{вх_max}}}{f_{\text{вх_min}}}. \quad (2)$$

При использовании составляющей с частотой $F_{\text{out}} = (1 - 1/N) \cdot F_{\text{inp}}$ соответственно имеем:

$$\frac{f_{\text{вх_max}}}{f_{\text{вх_min}}} = 1 - \frac{1}{N_{\min}^2}; \quad (3)$$

$$\frac{f_{\text{вых_max}}}{f_{\text{вых_min}}} = \left(\frac{1 - \frac{1}{N_{\max}}}{1 - \frac{1}{N_{\min}}} \right) \cdot \frac{f_{\text{вх_max}}}{f_{\text{вх_min}}}. \quad (4)$$

Важнейшей особенностью схемы на рис. 2 является то, что на входы смесителя преобразователя частоты поступают кратные частоты. Можно доказать, что все нежелательные компоненты в выходном спектре будут иметь отстройку от полезного сигнала на $\pm k/N$, где k – целое число.

При правильном выборе диапазона изменения коэффициента деления все паразитные составляющие будут находиться в полосе заграждения ПФЗ, иначе говоря, при преобразовании кратных частот отсутствуют «пораженные» точки.

Рассматриваемая схема расширения полосы перестройки частоты незначительно изменяет уровень фазового шума и время перестройки выходной частоты. Уровень спектральной плотности мощности частотных флуктуаций по сравнению с входным сигналом изменяется на $20 \cdot \lg(1 \pm 1/N)$ дБ. Время перестройки частоты в результате преобразования частоты возрастает на величину, близкую к длительности импульсной характеристики ПФЗ, в СВЧ-диапазоне эта величина обычно менее 10 нс, а время переключения коэффициента деления ДПКД близко к одному периоду его выходной частоты.

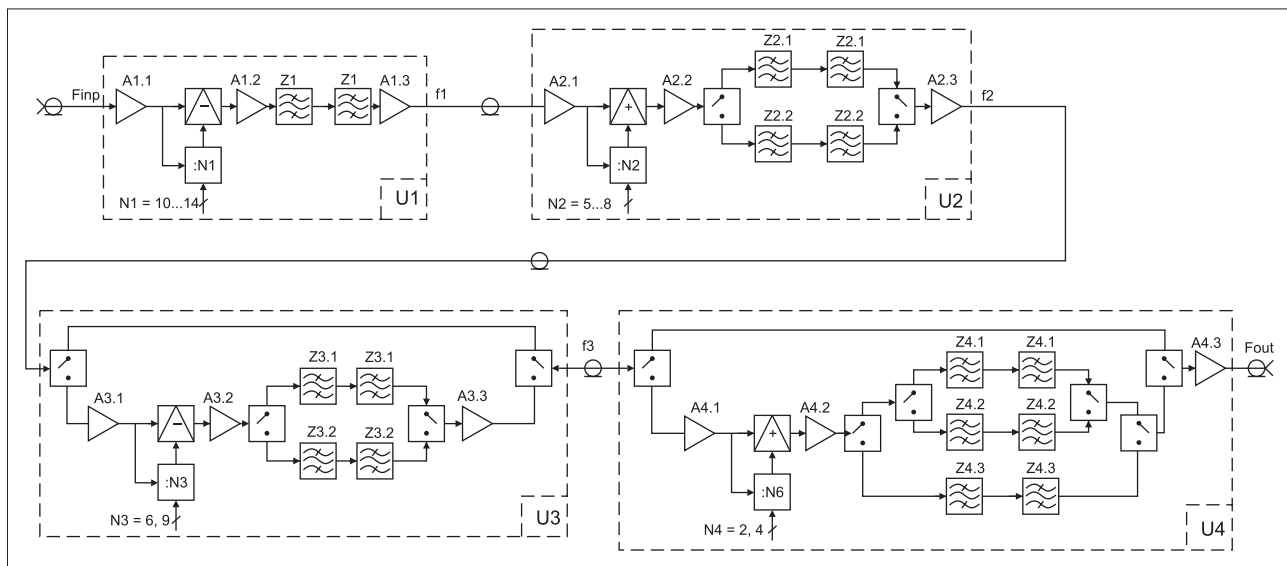
Недостатком преобразования частоты в соответствии с приведенной схемой становится зависимость шага перестройки частоты от значения коэффициента деления ДПКД. Этот недостаток не имеет значения, если есть возможность обеспечить шаг перестройки частоты входного сигнала менее заданной точности установки частоты выходного сигнала. При использовании ЦСПС для формирования входного сигнала шаг перестройки меньше нестабильности выходной частоты даже при требованиях, соответствующих квантовым стандартам частоты.

Согласно формулам (2), (4), один каскад схемы расширения диапазона перестройки частоты способен увеличить ширину полосы перестройки частоты в несколько раз, поэтому для широкополосных синтезаторов с высокой чистотой спектра, полученной за счет деления частоты, необходимо последовательное включение нескольких каскадов, аналогичных приведенному на рис. 2, с различными диапазонами изменения коэффициента деления. Если имеется источник сигнала с диапазоном перестройки частоты около 1%, то для получения октавной перестройки частоты достаточно четырех последовательно включенных каскадов. Практическая реализация такого устройства приведена на рис. 4.

Схема построения последних блоков расширения диапазона перестройки частоты содержит дополнительные коммутаторы сигнала, позволяющие переключать ПФ-фильтры и перенаправлять входной сигнал на выход без преобразований. Переключение фильтров необходимо при большом диапазоне изменения коэффициента деления ДПКД для подавления паразитных составляющих $F_{2s} = (1 \pm 2/N_{\max}) \cdot F_{\text{inp_min}}$, наиболее близких к полезному сигналу. Для схемы на рис. 1 при $N_{\min} = 2$ и $N_{\max} = 4$ в соответствии с (1) и (2) максимальное значение диапазона перестройки частоты составляет $F_{\text{out_max}}/F_{\text{out_min}} = 1,35$ при перестройке входного сигнала $F_{\text{inp_max}}/F_{\text{inp_min}} = 1,125$. Передача сигнала непосредственно с выхода на вход позволяет получить $F_{\text{out_max}}/F_{\text{out_min}} = 2$, однако для этого потребуется перестройка входной частоты $F_{\text{inp_max}}/F_{\text{inp_min}} = 1,33$ (3), то есть больше, чем значение 1,125, рассчитанное по формуле (1). Это связано с необходимостью стыковки участков перестройки частоты при $N_{\max} = 4$ и обходного канала. Для получения такого диапазона перестройки частоты обходной канал так же использован в предконечном каскаде с $N = 6$ и $N = 9$.

Диаграммы перестройки частоты для каскадов U3 и U4 на рис. 5 приведены на рис. 6.

Для схемы, показанной на рис. 4, необходим источник сигнала с низким уровнем паразитных составляющих, высоким быстродействием и полосой перестройки около 1%. Это значительно больше, чем удается получить в синтезаторе на рис. 1, однако данную схему можно модернизировать с помощью ДПКД и каскадов расширения диапазона перестройки после



▲ Рис. 4. Структурная схема устройства расширения диапазона перестройки с октавной перестройкой выходной частоты

преобразования частоты ЦПСС вверх и перед делением для снижения уровня паразитных спектральных составляющих. Структурная схема такого синтезатора частоты на основе ЦПСС, имеющего полосу перестройки выходной частоты 1%, приведена на рис. 7.

Перестраиваемый по частоте сигнал формируется ЦПСС в участке диапазона выходных частот, свободном от комбинационных составляющих, и преобразуется в СВЧ-диапазон с использованием в качестве гетеродина сигнала, полученного умножением в 10 раз сигнала опорной частоты. В результате образуется источник сигнала с относительной шириной перестройки около 0,35%, с относительным уровнем паразитных составляющих порядка -65 дБнес и с шагом перестройки меньше требуемой точности установки частоты. Относительный уровень паразитных составляющих такого источника сигнала для нашей задачи слишком велик, но его можно понизить за счет деления. Для этого сна-

чала расширим относительную полосу перестройки выходной частоты до 4,8% с помощью двух включенных последовательно каскадов расширения диапазона перестройки частоты с коэффициентами деления $N1 = 16-19$ и $N2 = 8-11$, а затем подвергнем полученный сигнал делению частоты на $N3 = 23-28$. При этом относительный уровень паразитных составляющих на выходе делителя будет меньше на $20 \cdot \lg(N3)$ дБ, чем на входе, то есть менее -90 дБнес.

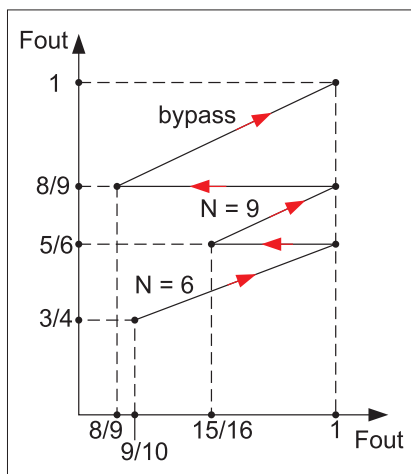
Использование ДПКД вместо делителя с постоянным значением коэффициента деления позволяет получить в несколько раз более широкую полосу перестройки выходной частоты за счет переключения коэффициента деления и повторения перестройки входной частоты. Каскады расширения диапазона перестройки частоты необходимы для обеспечения стыковки участков перестройки при изменении коэффициента деления.

Затем выходной сигнал ДПКД преобразуется в СВЧ-диапазон с использова-

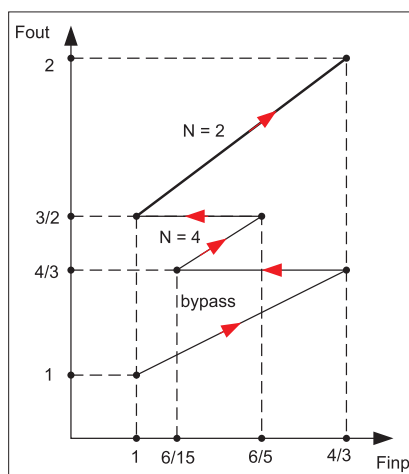
нием того же самого сигнала гетеродина, который применялся при преобразовании вверх сигнала ЦПСС. Синтезатор по схеме рис. 7 позволяет получить перестройку частоты приблизительно 1% в X-диапазоне при относительном уровне паразитных спектральных составляющих не более -90 дБнес.

Схема узкополосного синтезатора может быть упрощена, если вместо ЦПСС использовать интерполирующие ЦАП с тактовой частотой 6-12 ГГц. При этом с их помощью допустим прямой цифровой синтез сигнала в диапазоне 1-1,5 ГГц, который может быть преобразован вверх по частоте также с применением в качестве гетеродина сигнала, полученного умножением сигнала опорной частоты и затем поданного на вход ДПКД, так же как в схеме на рис. 6. Каскады расширения диапазона перестройки частоты U2 и U3 не потребуются, однако значительно усложнится цифровой интерфейс управления, поскольку понадобятся аппаратные ресурсы для вычисления значений гармонического сигнала с частотой дискретизации порядка 500-1000 Мвыб./с.

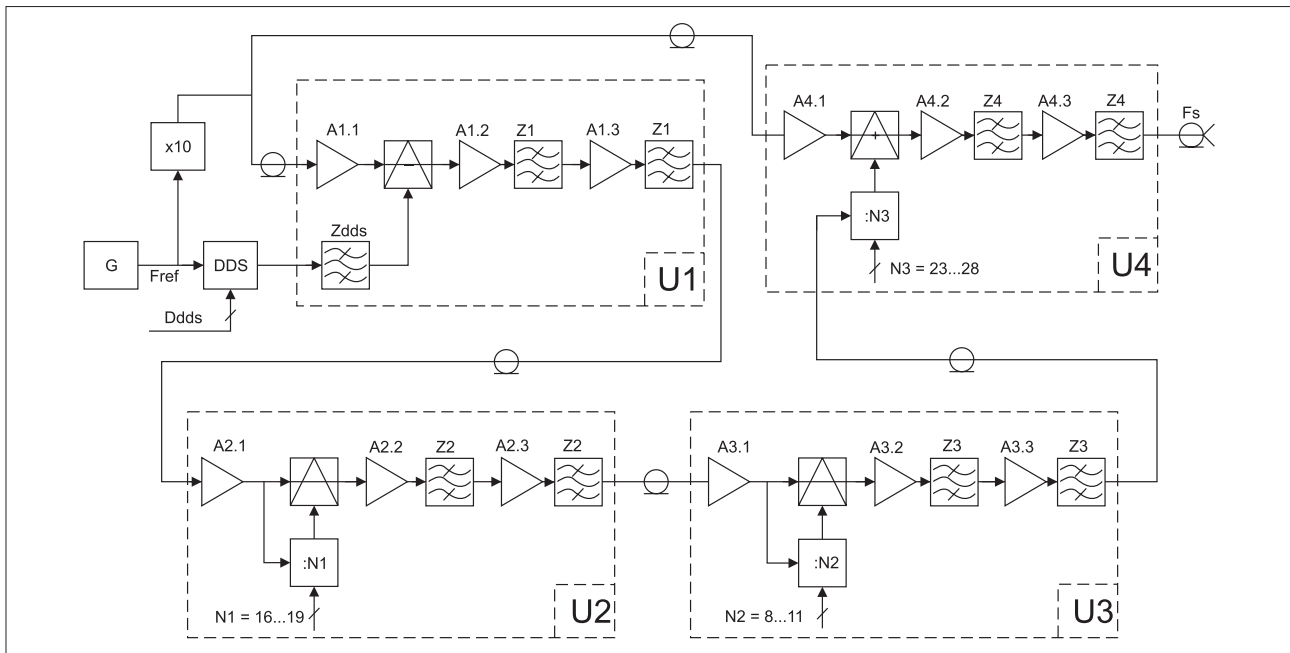
При использовании встроенной в интерполирующий ЦАП схемы ЦПСС быстродействие не увеличивается, так как интерфейс управления встроенного ЦПСС не позволяет быстро изменять значение синтезируемой частоты, также при подготовке данных для преобразования в аналоговый сигнал внутри ЦАП производится большой объем вычислений с использованием распараллеливания потоков, что в конечном счете приводит к задержке появления сигнала новой частоты на выходе устройства, которая остается приблизительно такой же, как в ЦПСС, несмотря на повышение быстродействия.



▲ Рис. 5. Диаграмма перестройки частоты третьего каскада схемы на рис. 3 с обходным каналом



▲ Рис. 6. Диаграмма перестройки частоты выходного каскада схемы на рис. 3 с обходным каналом и октавной перестройкой

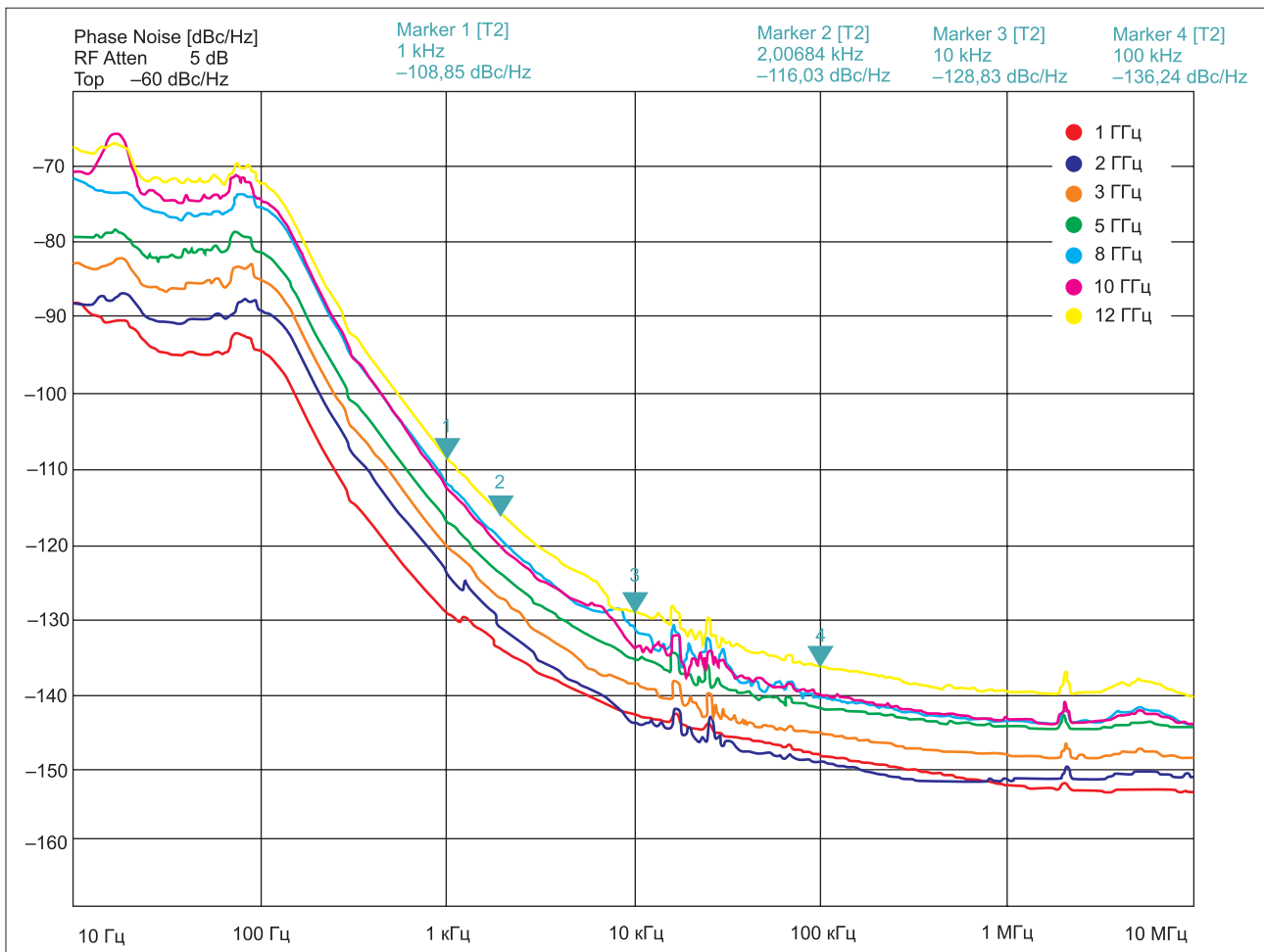


▲ Рис. 7. Структурная схема узкополосного синтезатора частоты с ДПКД

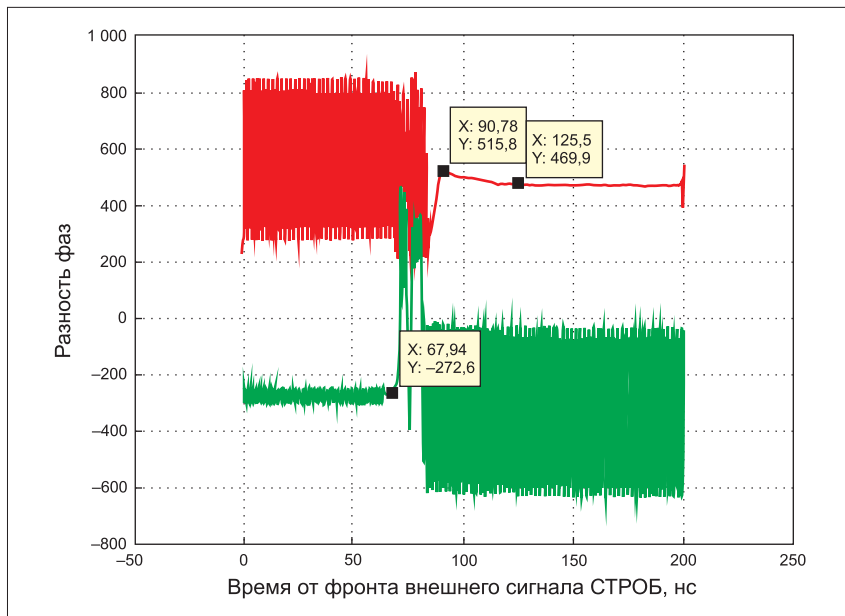
На основе схем построения, показанных на рис. 4 и 7, был разработан синтезатор частоты с диапазоном перестройки выходной частоты 0,8–12,6 ГГц с временем переключения частоты не более 0,5 мкс, с учетом времени на пересылку команд управления.

Относительный уровень паразитных спектральных составляющих не более –90 дБнес. Спектральная плотность фазового шума для различных значений выходной частоты приведена на рис. 8. Разработанный синтезатор частоты имеет внутренний опорный генератор,

построенный на основе малошумящего термостабирированного ПАВ-генератора с частотой 500 МГц, синхронизированного с помощью ФАПЧ от кварцевого генератора с высокой долговременной стабильностью частоты с частотой 10 МГц.



▲ Рис. 8. Спектральная плотность фазового шума выходного сигнала широкополосного быстродействующего синтезатора частоты



▲ Рис. 9. Время установления фазы выходного сигнала синтезатора при перестройке частоты

Основная часть затрат времени на переключение частоты связана загрузкой данных в ЦСПС и всегда постоянна, перестройка частоты на выходе происходит быстрее. Результаты измерений времени установления фазы выходного сигнала при изменении рабочей частоты от 2 ГГц

до 9 ГГц с предварительной загрузкой в микросхему ЦСПС нового значения частоты приведены на рис. 9.

На рис. 9 показана разность фаз между записанным с помощью осциллографа выходным сигналом синтезатора частоты и двумя гармоническими рассчитан-

ными сигналами, соответствующими начальной (зеленый) и конечной (красной) частоте, время переходного процесса 65 нс.

Время установления фазы выходного сигнала синтезатора частоты меняется в зависимости от значения выходной частоты, поскольку сигнал, сформированный ЦСПС, проходит разное количество ПФ-фильтров с разными значениями групповой задержки, но не превышает 200 нс. —

ЛИТЕРАТУРА

1. Hsu S. I. Pat. № 5495202 US, МКИ Н 03 В 19/00. High spectral purity digital waveform synthesizer. 27.02.1996.
2. Barinov D. A., Mandrov V. I., Posadskiy V. N., Semenov E. A. Coherent Frequency Synthesizer with Wide Spurious-Free Dynamic Range, Low Phase Noise and Tuning Resolution. Proceedings of Int. Symp. On Acoustoelectronics, Frequency Control and Signal Generation. Russia, St. Peterburg, 7–12 June 1998.
3. Патент РФ № 2450418, 10.05.2012.
4. Баринов Д. А., Коломейцев В. А., Посадский В. Н. Широкополосный синтезатор частот с быстрой перестройкой и высокой чистотой спектра // Электронная техника. Сер. 1 «СВЧ-техника». 2012. Вып. 3 (514).