

Частотный метод анализа синтезаторной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты

Часть 2. Элементы системы ФАП

(продолжение)

Юрий Никитин (Санкт-Петербург)

В этой части статьи рассмотрены элементы системы ФАП: формирователи импульсов, делители частоты и импульсно-фазовые детекторы.

Рассмотрим отдельные составляющие элементы кольца ИФАП (см. рис. 1), их назначение в кольце, технические характеристики и описание параметров. Под техническими характеристиками будем понимать свойства входящих блоков (узлов) вне их связи с кольцом ФАП. Под параметрами будем понимать свойства входящих узлов как элементов структуры кольца ФАП.

ФОРМИРОВАТЕЛЬ ИМПУЛЬСОВ

С помощью формирователя импульсов (ФИ) и/или буферного уси-

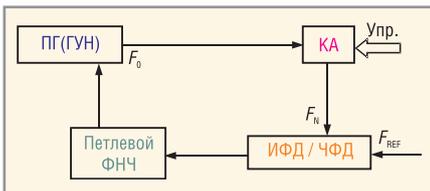


Рис. 1. Синтезаторное кольцо импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАП)

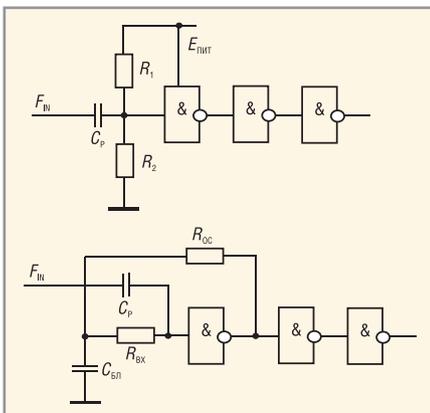


Рис. 2. Примеры построения ФИ на логических элементах

лителя (БУ) решают две задачи. Во-первых, изолируют ПГ от воздействия нагрузки (от обратного прохождения сигнала). Во-вторых, доводят уровень сигнала с выхода ПГ до величины, при которой надёжно запускаются цифровые элементы ДПКД.

Например, если выход синтезатора частот нагружен на модулятор и в схеме модулятора не предусмотрены буферные (развязывающие) усилители, то модулированный сигнал через вход модулятора «просочится» на выход ПГ и/или вход формирователя импульсов ДПКД и в обоих случаях вызовет динамическое смещение рабочей точки упомянутых устройств. Такое смещение приведёт к угловой модуляции сигнала ПГ с частотой воздействия, а результирующую девиацию частоты ПГ определит уровень просачивания. Динамическое смещение рабочей точки ФИ делителя частоты также приведёт к паразитной угловой модуляции. Поэтому необходимы развязывающие БУ между выходом кольца ИФАП и его нагрузкой. Желательно минимизировать уровень обратного прохождения до величины не хуже $-(50...80)$ дБ в зависимости от амплитуды паразитного сигнала и крутизны ПГ.

Допустим, что выходная частота ПГ $f_{ПГ} = 100$ МГц, его выходное сопротивление равно $R_{ПГ} = 50$ Ом. В качестве буферного усилителя используют каскад на биполярном транзисторе, у которого ёмкость перехода коллектор-база $C_{КБ} = 3$ пФ. Сопротивление

нагрузки этого каскада $R_H = 150$ Ом. В таком случае коэффициент ослабления (обратного прохождения) $K_{ОП}$ будет не хуже $K_{ОП} \geq (R_H + Z_{КБ})/R_{ПГ} = [150 + 1/(2\pi f_{ПГ} C_{КБ})]/50 = 13,6$ раз, или всего 22,7 дБ. Поэтому для достижения приемлемого качества генерируемого сигнала желательно использовать или два-три каскада БУ, или каскадное включение транзисторов БУ, или, в дополнение, аттенуатор. Заметим, что большого коэффициента усиления от БУ не требуется. При этом следует помнить, что при крутизне ПГ 1 МГц/В обратное прохождение сигнала с амплитудой 1 мВ вызовет паразитную угловую модуляцию с девиацией 1 кГц!

Формирователи импульсов можно строить как с помощью БУ, работающих в режиме большого сигнала (ограничения), так и на логических элементах (см. рис. 2). Следует лишь с помощью резисторов R1 и R2 выставить рабочую точку ФИ в середине входной характеристики (характеристики переключения) логического элемента. Для элементов ТТЛШ рабочую точку следует располагать в интервале $+(1,2...1,5)$ В, для КМОП $+(1,5...2)$ В, а для ЭСЛ примерно $-(1,2...1,4)$ В.

Оригинальное решение было предложено в Руководстве для разработчика микросхем серии MECL10000 (нижняя схема на рис. 2). С помощью резистора обратной связи $R_{ОС}$ логический элемент вводят в режим генерации. Рабочая точка в этом случае автоматически устанавливается в середине рабочего участка входной характеристики, а температурные изменения и старение элементов влияния не оказывают. С помощью блокировочной ёмкости $C_{БЛ}$ генерацию сры-

вают. Резистор $R_{ВХ}$ необходим для того, чтобы предыдущий каскад – выход ПГ или БУ – не был закорочен на землю по переменному току. Желательно выполнить условие $R_{ОС} \gg R_{ВХ}$. И, разумеется, $Z_{БЛ}$ должна быть малой величиной в диапазоне частот, как минимум в три раза превышающем частотный диапазон используемой логики. Поэтому $C_{БЛ}$ может быть составлена из нескольких емкостей, одна из которых имеет минимальную индуктивность выводов (обкладок).

Как правило, коэффициент усиления первого каскада на логическом элементе составляет минимум 5...10 раз. При наличии БУ перед ФИ уже первый каскад формирует импульсную последовательность входной частоты. Последующие логические элементы желательны для укорочения фронтов переключения до штатных значений используемой логики.

Применение интегральных синтезаторов частоты упрощает задачу разработчика. В этом случае необходимо озаботиться лишь минимально необходимым числом буферных каскадов. Не следует забывать, что «лучшее – враг хорошего», и превышение входного сигнала сверх допустимого на входе микросхемы синтезатора так же нежелательно, как и его недостаточный уровень.

Посмотрим, как влияет напряжение помехи (шума) $\Delta U_{П}$, воздействующее на рабочую точку БУ или ФИ. Примем, что рабочая область характеристики переключения составляет $U_{П}$, а время переключения (время смены логического состояния) составляет $T_{П}$. Тогда можно записать:

$$\Delta t_n = \Delta U_n T_{П} / U_{П} \text{ и } \Delta \varphi_n = 2\pi \Delta t_n F_{REF} \quad (1)$$

Поскольку полоса перестройки ПГ в соответствии с (1) $\omega_v = \Delta E_{УПР} K_V$, а $\Delta U_n / \Delta E_{УПР} = \Delta \varphi_n / \varphi$, и учитывая, что $\Delta \varphi_{ВЫХ} = \Delta \varphi_n / \Omega_n$, где Ω_n – частота помехи, а $\Delta U_n \ll \Delta E_{УПР}$, запишем окончательную систему уравнений:

$$\begin{aligned} d_n &= \Delta U_n / \Delta E_{УПР} = \Delta \varphi_{ВЫХ} / 2 = \\ &= \Delta \omega_n / (2\Omega_n) = \Delta U_n K_V / (2\Omega_n), \quad (2) \\ \Delta_n &= 20 \lg d_n. \end{aligned}$$

ДЕЛИТЕЛЬ С ПЕРЕМЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ДЕЛЕНИЯ ДПКД

В цифровых синтезаторах частоты по определению используют цифро-

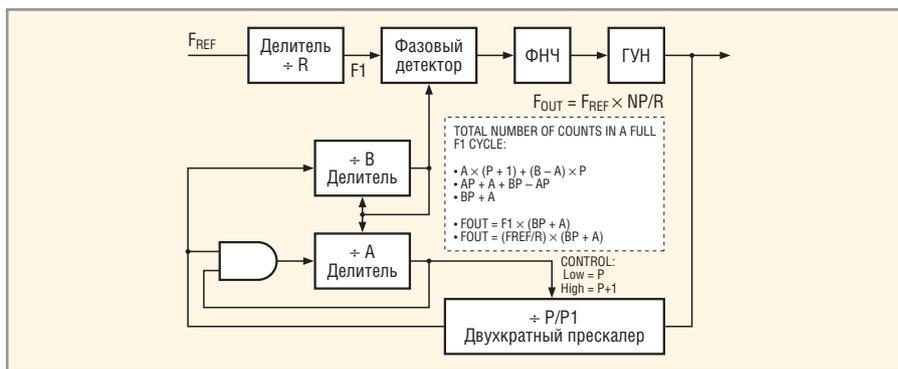


Рис. 3. Структурная схема ИФАП-синтезатора частоты на базе двухмодульного прескалера

вые делители частоты. В тракте деления частоты опорного колебания используют делители с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД), построенные на обычных делителях частоты на основе счётчиков импульсов. Поэтому минимальный коэффициент деления ДФКД может быть равен единице. В тракте приведения (деления) частоты ГУН наибольшее распространение получили двухмодульные ДПКД (см. рис. 3). Это обусловлено тем, что в современных микросхемах используют комбинированную технологию изготовления – BiCMOS. Такая технология позволяет выращивать биполярные полупроводниковые структуры для работы в высокочастотной части спектра – до частот 7 ГГц (синтезатор ADF4106 [3]) – и комплементарные МОП-структуры, работающие на частотах ниже 150...350 МГц (синтезатор ADF4001).

Двухмодульный прескалер необходим для понижения входной частоты микросхемы до значений, на которых начинает работать счётчик на КМОП-элементах. Существенной особенностью двухмодульного ДПКД является ограничение на минимальный коэффициент деления – он не может быть меньше $N_{МИН} \geq P(P - 1)$, где P – модуль прескалера. Например, при $P = 4$ $N_{МИН} = 12$, а при $P = 128$ $N_{МИН} = 16\ 256$. Последнее обстоятельство следует учитывать при выборе микросхем синтезаторов и расчёте колец ИФАП.

Выражение, характеризующее формирование выходной частоты на выходе ГУН, имеет вид:

$$F_0 = \frac{F_{REF} N}{R} (P \times B + A), \quad (3)$$

где F_0 – выходная частота VCO (ГУН); P – модуль прескалера; B – коэффициент деления счётчика; A – коэффициент деления счётчика $0 \leq A < B$;

F_{REF} – входная опорная частота; R – коэффициент деления опорного делителя счётчика R .

Для минимизации уровня шума, вносимого делителем частоты, необходимо минимизировать число логических элементов, через которые проходит сигнал со входа счётчика до его выхода [4].

ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР НА RS-ТРИГГЕРЕ

Основной задачей любого ФД является преобразование фазовой ошибки в управляющее напряжение постоянного тока. Реальный выходной сигнал любого ФД содержит полезную составляющую, пропорциональную разности фаз входящих колебаний, а также высокочастотные составляющие, проявляющиеся в виде пульсаций частоты сравнения и подлежащие фильтрации. Спектр пульсаций определяет частота сравнения (дискретизации) в кольце ИФАП и её гармоники. В системах ИФАП с ДДПКД фильтрации и (или) компенсации подлежат также помехи дробности.

Рассмотрим статическую характеристику ИФД – его крутизну. Крутизна спускового ИФД, например, типа RS-триггера имеет диапазон регулирования от 0 до 2π и пилообразную характеристику (см. рис. 4). Наклон рабочего участка характеристики только одного знака – положительного или отрицательного, причём положительный наклон характеристики может быть изменён на отрица-

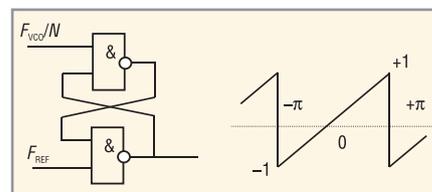


Рис. 4. ИФД на RS-триггере и его статическая характеристика

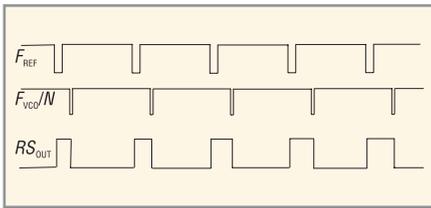


Рис. 5. Временные диаграммы работы ИФД на RS-триггере

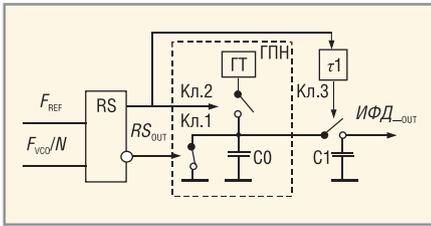


Рис. 6. Структурная схема ИФД «выборка-запоминание»

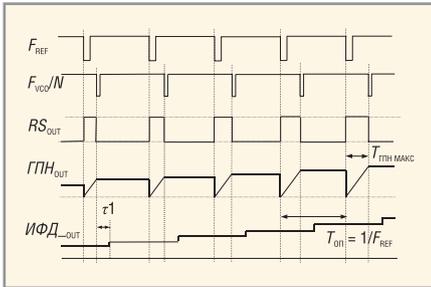


Рис. 7. Временные диаграммы работы ИФД «выборка-запоминание»

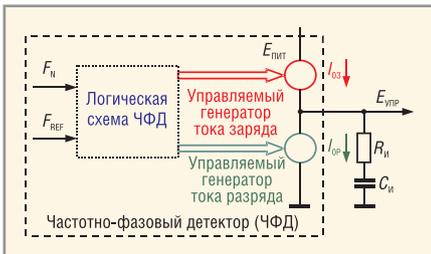


Рис. 8. ЧФД и изохронное звено кольца ИФАП

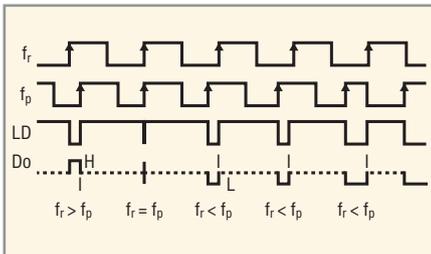


Рис. 9. Временные диаграммы работы ЧФД

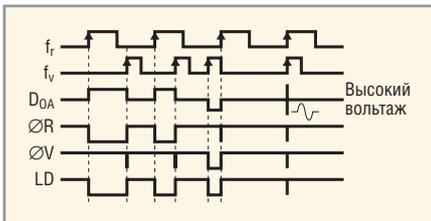


Рис. 10. Временные диаграммы для ЧФД, работающего по фронтам прямоугольных импульсов

тельный переключением входов или выходов триггера. Характеристика ИФД периодическая, с периодом 2π . Крутизна характеристики такого ИФД составляет $K_{ИФД} = 1/\pi$.

Уровень помех с частотой сравнения и её гармоник на выходе ИФД на RS-триггере наибольший при скажности импульсов на его выходе, близкой к 2 (см. рис. 5). Для фильтрации помех приходится использовать многозвенный петлевой ФНЧ, что требует тщательного расчёта набега фазы на частоту сравнения кольца ФАП для сохранения устойчивости его работы во всём диапазоне эксплуатационных воздействий [5, 6].

ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР «ВЫБОРКА-ЗАПОМИНАНИЕ»

ИФД типа «выборка-запоминание» (см. рис. 6) выполняют на основе RS-триггера, дополненного экстраполятором нулевого порядка (фиксирующей цепью нулевого порядка). Такое решение было применено в микросхеме MC145159 [7], а также в синтезаторах отечественных КВ-возбудителей ВК-74 и ВМРС.

Экстраполятор нулевого порядка является режекторным гребенчатым фильтром для частоты сравнения и её гармоник. Операторный коэффициент передачи такой цепи можно записать в виде:

$$G(s) = \frac{1 - \exp(-\tau s)}{s},$$

или в частотной области:

$$|G(j\omega)| = \tau \left| \frac{\sin(\omega\tau)/2}{(\omega\tau)/2} \right|.$$

При расчёте кольца ФАП следует учитывать набег фазы в экстраполяторе $\varphi = (\omega\tau)/2$. Степень подавления помехи с частотой сравнения зависит прежде всего от соотношения емкостей C_0, C_1 и ёмкости разомкнутого ключа Кл.3 (см. рис. 6). Как правило, ключ Кл.3 замыкают с задержкой относительно выключения второго ключа; значение задержки определяет длительность переходных процессов при переключении. Временные диаграммы схемы рис. 6 приведены на рисунке 7.

ЧАСТОТНО-ФАЗОВЫЙ ДЕТЕКТОР

Последние 20 лет широко применяют частотно-фазовые детекторы

(ЧФД). Это вызвано двумя связанными обстоятельствами. Во-первых, уровень помех, кратных частоте сравнения, на выходе таких ЧФД мал настолько, что в ряде случаев можно обойтись без многозвенного петлевого фильтра нижних частот. Во-вторых, временное рассогласование (фазовая ошибка) между импульсами опорного и приведённого колебаний на выходе таких детекторов также мало, что позволяет говорить о достижении в кольце ИФАП квазиастатизма.

Структурная схема ЧФД приведена на рисунке 8. Детектор состоит из логической схемы и двух управляемых генераторов тока – заряда $I_{OЗ}$ и разряда $I_{OР}$. Как правило, эти токи равны. К общему выходу генераторов тока подключено изохронное звено, обозначенное на рисунке 8 последовательным соединением резистора $R_И$ и конденсатора $C_И$.

На рисунке 9 приведены временные диаграммы работы ЧФД при различных сочетаниях прихода одноименных фронтов импульсов опорного f_r (первая строка) и приведённого f_p (вторая строка) колебаний. Третья строка показывает форму сигнала на выходе детектора контроля синхронизма LD (Lock Detect). Обычно к выходу LD подсоединяют интегрирующее RC-звено для того, чтобы получить практически постоянное напряжение – лог. 0 или лог. 1. Напряжение $E_{УПР}$ на выходе изохронного звена ЧФД обозначено на рисунке 9 как D_O .

При запаздывании импульса приведённой частоты ГУН относительно импульса опорного колебания на выходе ЧФД формируется положительный импульс, который после интегрирования ёмкостью изохронного звена увеличит постоянную составляющую $E_{УПР}$ и тем самым поведёт ГУН в сторону увеличения частоты. Управляющий ток соответствующей полярности заряжает или разряжает конденсатор изохронного звена таким образом, чтобы свести к нулю фазовую ошибку между импульсами опорного и приведённого колебаний. При равенстве времён прихода импульсов на выходе ЧФД будет наблюдаться «просечка», ширину которой будут определять задержки в логической схеме ЧФД, и т.д. (см. рис. 10).

В современных ЧФД приняты меры, обеспечивающие качественную «сшивку» двух половин пилообраз-

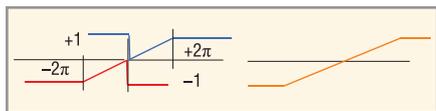


Рис. 11. «Сшивание» характеристики ЧФД

ной характеристики (см. рис. 11). При этом нелинейность характеристики в окрестностях нулевой точки практически отсутствует – из-за введения логической схемы сброса и выравнивания задержек (anti-backlash pulse width) в так называемых малошумящих ЧФД. Кроме того, отсутствует эффект «проскальзывания» в окрестностях точки сшивания двух пилообразных характеристик ЧФД, т.е. в области нулевых фазовых расстройок (см. рис. 11). Крутизна ЧФД имеет в два раза меньшую величину, чем крутизна ИФД на RS-триггере $K_{\text{ЧФД}} = 1/(2\pi)$.

Полярность выходных импульсов ЧФД определяется знаком, а длительность, как и в обычном спусковом ИФД (RS-триггере), – разностью фаз (временным интервалом) между одноименными фронтами приходящих импульсов. В установившемся режиме длительность импульсов на выходе ЧФД приближается к нулю, но остаётся конечной величиной, определяемой внутренней задержкой логической схемы сброса. Этот режим является основным при использовании ЧФД в синтезаторах частот. При частотной ошибке в кольце ЧФД работает как частотный детектор с прямоугольной (релейной) характеристикой; величина напряжения на выходе ЧФД зависит от знака расстройки (большое при $F_N \leq F_{\text{REF}}$ и малое при $F_N \geq F_{\text{REF}}$), поэтому в квази-статической системе ИФАП с ЧФД полоса захвата практически равна полосе удержания.

На рисунке 12 приведена схема ЧФД, работающего по фронтам пря-

моугольных импульсов, который выполнен на триггерах D-типа. Дополняют цифровую часть ЧФД комбинентарные полевые транзисторы P1 и N1 с малыми токами управления и схемы подкачки (точнее, поддержания) заряда Charge Pump. Резистор R1 характеризует (и определяет) эквивалентное внутреннее сопротивление ЧФД в момент замыкания ключей генераторов тока, т.е. ток перезаряда изодромного звена R2C1.

Возможны четыре сочетания состояний ключей P1 и N1 (выходов D-триггеров Q1 и Q2):

- 11 – оба выхода находятся в состоянии лог. 1 и подключены через схему AND (U3) ко входам CLR обоих триггеров, при этом оба транзистора P1 и N1 схемы подкачки заряда Charge Pump открыты; это – нежелательный режим работы, поскольку через транзисторы P1 и N1 возможно протекание сквозных токов;
- 00 – при таком состоянии выходов Q1 и Q2 оба транзистора P1 и N1 закрыты и выход OUT схемы подкачки заряда Charge Pump разомкнут, т.е. имеет высокий импеданс; это – типовой режим сохранения заряда на ёмкости C1 и конденсаторах петлевого фильтра;
- 10 – при таком состоянии выходов Q транзистор P1 открыт, транзистор N1 закрыт и на выходе присутствует положительный потенциал источника питания, т.е. происходит заряд емкостей изодромного звена и петлевого ФНЧ;
- 01 – в этом случае транзистор P1 закрыт, транзистор N1 открыт и на выходе присутствует отрицательный потенциал источника питания; происходит разряд емкостей изодромного звена и петлевого ФНЧ.

Построение ЧФД с внешней цепью – изодромным звеном – позволяет в ре-

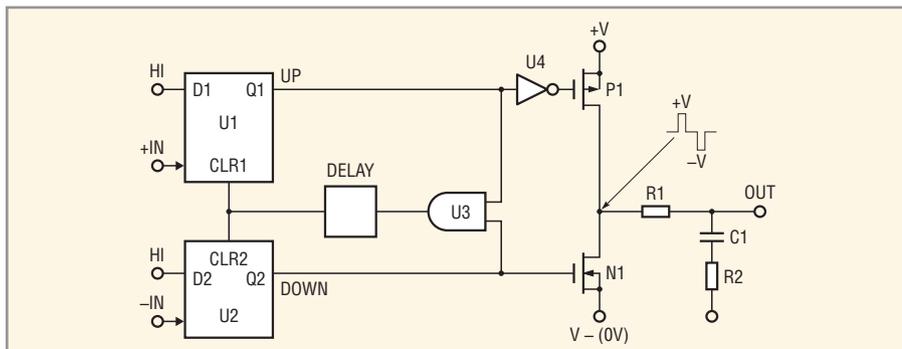


Рис. 12. Схема частотно-фазового (квазистатического) детектора ЧФД на основе двух D-триггеров и выходного генератора тока на паре полевых транзисторов

DC/DC-преобразователи для жёстких условий эксплуатации

Диапазон рабочих температур от -40 до +100°C (основание корпуса)
 Высокий показатель надёжности
 Стойкость к внешним воздействующим факторам
 Стандартный набор сервисных функций



JTA серия

10/15/20 Вт

- Небольшие габариты
- КПД до 84%
- Широкий диапазон входных напряжений: 9...36 и 18...75 В
- Одноканальные и двухканальные модели
- MTBF: 1 000 000 час (MIL-HDBK-217F)



ICH серия

50/75/100/150/200 Вт

- Гальваническая развязка вход-выход 1500 В (постоянное напряжение)
- КПД до 85%
- Диапазоны входных напряжений: 9...36, 18...75, 18...36 и 36...75 В
- Одноканальные и двухканальные модели
- Защита от короткого замыкания нагрузки длительного действия
- Экранированный с пяти сторон корпус
- MTBF: >1 000 000 час (MIL-HDBK-217F, при 25°C)



THE XPERTS IN POWER

Реклама

Официальный дистрибьютор компании XP Power в России, странах СНГ и Балтии — компания ПРОСОФТ

PROSOFT®

Тел./факс: (495) 234-0636/0640
 info@prosoft.ru • www.prosoft.ru

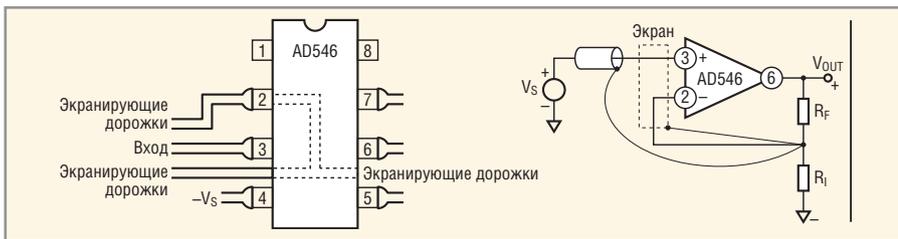


Рис. 13. Выходная характеристика схемы поддержания заряда Charge Pump ЧФД синтезатора ADF4106

жиме синхронизма обеспечить безусловную устойчивость кольца ФАП и достичь минимального временного рассогласования Δt между одноименными перепадами импульсов опорного колебания и приведённого колебания ГУН – не более единиц наносекунд. Оценить величину минимальной задержки Δt в ЧФД («цифровую» составляющую рассогласования) можно следующим образом. Максимальная частота переключения КМОП-триггеров составляет 200...300 МГц, чему соответствует задержка переключения 5...3,5 нс. Известно, что задержка переключения JK-триггера складывается из 4 или 5 задержек (зависит от схемотехнической реализации) логических элементов типа И-НЕ или аналогичных. У D-триггера задержка переключения складывается из 5 элементарных задержек. Следовательно, задержка элемента U3-DELAY на рисунке 12 может составлять чуть более 0,8...1 нс.

Сказанное означает, что на выходе фазового детектора фазовая ошибка $\Delta\phi = 2\pi\Delta t/T_0$, где $T_0 = 1/F_{\text{ОП}}$ – период сравнения в кольце ИФАП. Так, если частота сравнения в кольце $F_{\text{ОП}} = 200$ кГц (стандарт GSM), то $\Delta\phi$ не превысит $360^\circ \times 1 \text{ нс} / 5 \text{ мкс} = 0,072^\circ$.

Иными словами, в системе ИФАП наблюдается квазиастатизм по фазе. В кольце ИФАП с обычным ИФД типа RS-триггера или схемы «исключающее ИЛИ» фазовая ошибка принципиально изменяется по диапазону перестройки ГУН. Этот факт объясняется тем, что в статическом кольце ИФАП фазовая ошибка является функцией начальной расстройки приведённой частоты ГУН относительно частоты сравнения. Разумеется, утверждение о квазиастатизме справедливо в среднем, т.е. статистически. Кроме того, увеличение частоты сравнения в кольце ИФАП, например, до 10 МГц при прочих равных условиях приведёт к увеличению фазовой ошибки до $\Delta\phi = 360 \times 1 \text{ нс} / 100 \text{ нс} = 3,6^\circ$. Поэтому

синтезаторы ИФАП с ЧФД называют квазиастатическими.

Сказанное поясняет только одну составляющую погрешности астазма – «цифровую». Не меньшее влияние может оказывать и «аналоговая» составляющая итоговой фазовой ошибки. Её определяет стабильность удержания накопленного заряда ёмкостью изодромного звена и конденсаторами петлевого фильтра. Заряд может стекать вследствие внутренних токов разряда конденсатора изодромного звена и конденсаторов петлевого фильтра (эффект «мерцания» ёмкости).

Поскольку ёмкость конденсатора изодромного звена значительно превышает суммарную ёмкость конденсаторов петлевого ФНЧ, при расчётах можно учитывать только ёмкость конденсатора изодромного звена. Утечка может происходить через закрытые переходы транзисторов P1 и N1 (см. рис. 12). Растекание заряда может происходить по печатной плате, особенно при повышенной влажности и температуре. Наконец, утечка может быть следствием конечного сопротивления нагрузки изодромного звена.

Например, если к изодромному звену непосредственно подключен вход управления ГУН (варикап), то в зависимости от величины управляющего (запирающего) напряжения на варикапе ток через него будет различным по диапазону перестройки ГУН; в начале диапазона перестройки ГУН ток утечки будет максимальным. Поэтому целесообразно отделять изодромное звено от последующего ФНЧ и нагрузки посредством повторителя на операционном усилителе с малым уровнем токового шума. Для такой цели прекрасно подходит, например, ИОУ типа AD820 с типичным значением входного тока 2 пА и $i_{\text{ШВХ}} < 0,8 \text{ фА}(\text{Гц})^{-0,5}$, $e_{\text{Ш}} < 2 \text{ мкВ}$ (размах), или AD8620 с типичным значением входного тока 2 пА и $i_{\text{ШВХ}} < 5 \text{ фА}(\text{Гц})^{-0,5}$, $e_{\text{Ш}} < 1,8 \text{ мкВ}$ (размах).

Следует сказать несколько слов о выходной характеристике схемы поддержания заряда (Charge Pump) ЧФД, которая приведена на рисунке 13. Так, при питании ЧФД от источника 5 В рабочий участок выходной характеристики расположен в диапазоне значений 0,25...4,75 В. Например, необходимо обеспечить диапазон перестройки в кольце ИФАП от 900 до 2100 МГц (ГУН ROS-2150VW). Тогда требуемый размах управляющего напряжения $E_{\text{УПР}} = 0,5...22$ В и минимально необходимый коэффициент передачи буферного усилителя составляет $K_{\text{УПТ}} \geq 4,6$. В нижней части диапазона при таком коэффициенте передачи управляющее напряжение будет иметь величину 1,15 В $> 0,5$ В. Это потребует или уменьшения $K_{\text{УПТ}}$, или усложнения схемы управления частотой ГУН.

Например, можно использовать напряжение «подставки» от дополнительного малоразрядного ЦАП, управляемого кодом установки выходной частоты. Напряжение «подставки» и управляющее напряжение с выхода ЧФД суммируют и подают на вход управления ГУН. Такое решение позволяет уменьшить усиление шумов (помех) с выхода ЧФД, что уменьшает итоговый уровень шумов в ближней зоне ГУН.

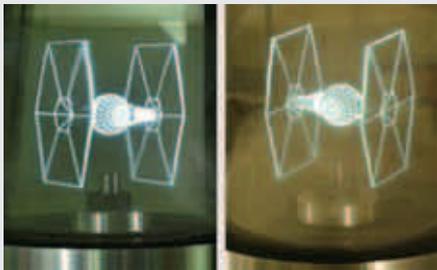
Знание основ теории ФАП, владение основами метода частотного анализа систем автоматического регулирования и наличие набора параметров типовых звеньев позволяет анализировать фильтрующие свойства кольца и проводить его оценочный расчёт с точки зрения фильтрации помех, воздействующих на систему синтеза частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. Радио и связь, 1991.
2. Манассевич В. Синтезаторы частот (Теория и проектирование). Связь, 1979.
3. www.analog.com.
4. Зарецкий М.М., Мовшиович М.Е. Синтезаторы частоты с кольцом фазовой автоподстройки. Энергия, 1974.
5. Макаров И.М., Менский Б.М. Линейные автоматические системы. Машиностроение, 1977.
6. Куропаткин П.В. Теория автоматического управления. Высшая школа, 1973.
7. www.motorola.com.

Создан трёхмерный голографический дисплей

Команда исследователей из Университета Южной Калифорнии (University of Southern California) сообщает о разработке голографического дисплея, способного воспроизводить наиболее реалистичную на сегодняшний день 3D-картинку. Созданная установка воспроизводит полностью трёхмерную голограмму (при наблюдении в горизонтальной плоскости), которую можно обозревать с любой стороны.



В состав «голографического дисплея» входят: быстро вращающееся зеркало, покрытое анизотропным голографическим диффузором; FPGA-микроконтроллер, отвечающий за декодирование видеосигнала, передаваемого посредством стандартного DVI-дисплея; высокоскоростной видеопроектор и обычный персональный компьютер. В качестве графической подсистемы компьютера выступила единственная видеокарта NVIDIA GeForce 8800. При этом разработчики отмечают, что их решение позволяет видеть трёхмерную картинку, не используя специальных очков, с любой точки и неограниченному количеству зрителей.

Характеристики получаемой картинки:

- частота обновления: 15...20 Гц;
- разрешение: 768 × 768 пикселей;
- «угловое» разрешение: 1,25°;
- диаметр изображения: 13 см;
- скорость вращения экрана: 900...1200 об./мин;
- количество отображаемых цветов: 2;
- интерфейс передачи данных: стандартный DVI.

За формирование трёхмерной картинки отвечает видеокарта GeForce 8800, создающая более 5000 изображений трёхмерного объекта в секунду. Изображения проецируются на быстро вращающееся зеркало при помощи высокоскоростной проекционной системы. Здесь же необходимо отметить разработку исследователями специального MCOP-алгоритма, который обеспечивает корректное отображение картинки, независимо от места расположения наблюдателя и его расстояния до голографического дисплея.

Уникальная система уже демонстрировалась публике, причём в качестве «экспоната» был выбран космический корабль из фильма Star Wars. В данный момент исследователи заняты работой над улучшением системы – повышением качества голограммы, реализацией возможности формирования правильного изображения при изменении положения точки наблюдения в вертикальной плоскости и пр.

dailytech.com

OEL-панель толщиной в 0,25 мм от Samsung

На международной конференции по изготовлению экранов (IMID) в Тэгу (Taegu) компания Samsung представила свою последнюю разработку – ультратонкую OEL-панель толщиной всего в 0,25 мм. Этот показатель включает в себя толщину как самой панели, так и преломляющей пластины. Такой толщины удалось достичь благодаря использованию 0,05-мм стеклянной подложки, которая тоньше фотоплёнки.



Опытный образец 4" OEL-панели поддерживает разрешение 480 × 272. Благодаря своей тонкости, панель сгибается, и именно в изогнутом состоянии она и была представлена на конференции. Согласно официальным данным, пробный образец панели воспроизводит 16,7 млн. цветовых оттенков, охватывает 100% цветового диапазона согласно национальному телевизионному стандарту (NTSC), характеризуется яркостью 200 кд/м², контрастностью 1000 : 1 и продолжительностью работы 20 000 ч.

Также компания разработала и представила 2,4" QVGA-панель, использующую всё ту же 0,05-мм подложку. Известно, что толщина 2,4" QVGA-панели составляет 0,37 мм вместе с модульным блоком. Согласно заявлениям компании, панель способна передавать 260 000 цветовых оттенков, 100% цветового диапазона, обладает яркостью 200 кд/м², степень контрастности составляет 10 000 : 1, продолжительность работы – 25 000 ч.

Для обоих типов ЖК-подложек используются полисиликоновые жидкие кристаллы, имеющие низкую цветовую температуру, и органические электролюминисцентные

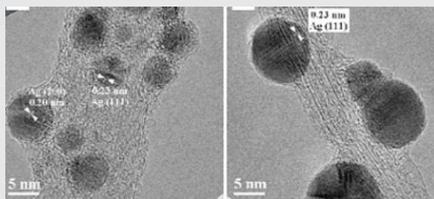
устройства (OLE), которые изготавливаются из низкомолекулярных материалов.

techon.nikkeibp.co.jp

Учёные научились создавать нанокompозитные материалы

Как всем известно, композитные материалы обладают такими уникальными свойствами, которыми не могут похвастаться их отдельные составляющие. Оказывается, аналогичное «поведение» характерно и в случае наноструктур, – сообщают исследователи из Университета Висконсина-Миллуоки (University of Wisconsin-Milwaukee). Так, профессор Юнь-йонг Чен (Junhong Chen) и помогающий ему студент того же заведения Гань-уа Ли (Ganhua Lu) изучали возможность осаждения на углеродные нанотрубки наночастиц серебра. В данном случае, организуя структуру «нанотрубки-наночастицы», можно получать материал с необходимыми свойствами: проводник, полупроводник или изолятор, причём заранее зная конечные свойства структуры.

Важным достижением исследователей является и разработка метода получения композитного материала путём осаждения наночастиц на углеродные трубки из газовой фазы. Это значительно упрощает процесс создания нужной структуры, а главное, позволяет контролировать плотность размещения и распределение осажённых частиц путём изменения электрического поля, в которое помещены оба компонента. В результате исследователям предоставляется возможность контроля свойств конечного материала «нанотрубки-наночастицы».



Подобные структуры, обладающие уникальными свойствами, можно будет использовать в самых различных областях, начиная от создания более эффективных сенсоров, солнечных батарей, волноводов, заканчивая изготовлением нанозлектронных устройств и применением в только развивающейся области науки – спинтронике. Как надеются учёные из Университета Висконсина-Миллуоки, их разработка даст импульс для новых открытий и достижений уже в области нанозлектроники.

physorg.com