

## Последняя песня «Аналога»

Эта конструкция, по сути своей является примером того, что можно было сделать еще в совсем недавнем прошлом без особых проблем с поиском комплектующих и что на сегодняшний день становится раритетом под неумолимым натиском «домашних театров» и «умных домов» 99+1 каналов на одном кристалле.

Увы, но приходится констатировать факт, что создание действительно хорошо звучащего ЦАП стало возможным лишь на компонентах, позиционируемых производителем как EOL (end of life = снимаемые с производства) или устаревшие с рекомендуемой заменой, которая почему-то очень часто совсем не адекватна по характеристикам или качеству звучания.

Но сейчас вниманию читателей хочется предложить статью о цифроаналоговом преобразователе, предназначенном для работы со старым добрым форматом CD-Audio и позволяющем в близкой к максимальной степени реализовать его потенциал. Появлению LYNX20 (так называется новый ЦАП) предшествовала череда конструкций LYNX → LYNX7 → LYNX7V2; схемотехнические наработки, вошедшие в эти конструкции, их инженерно-конструкторские решения, объективно выверенная и субъективно отслушанная элементная база стали основой для нового устройства.

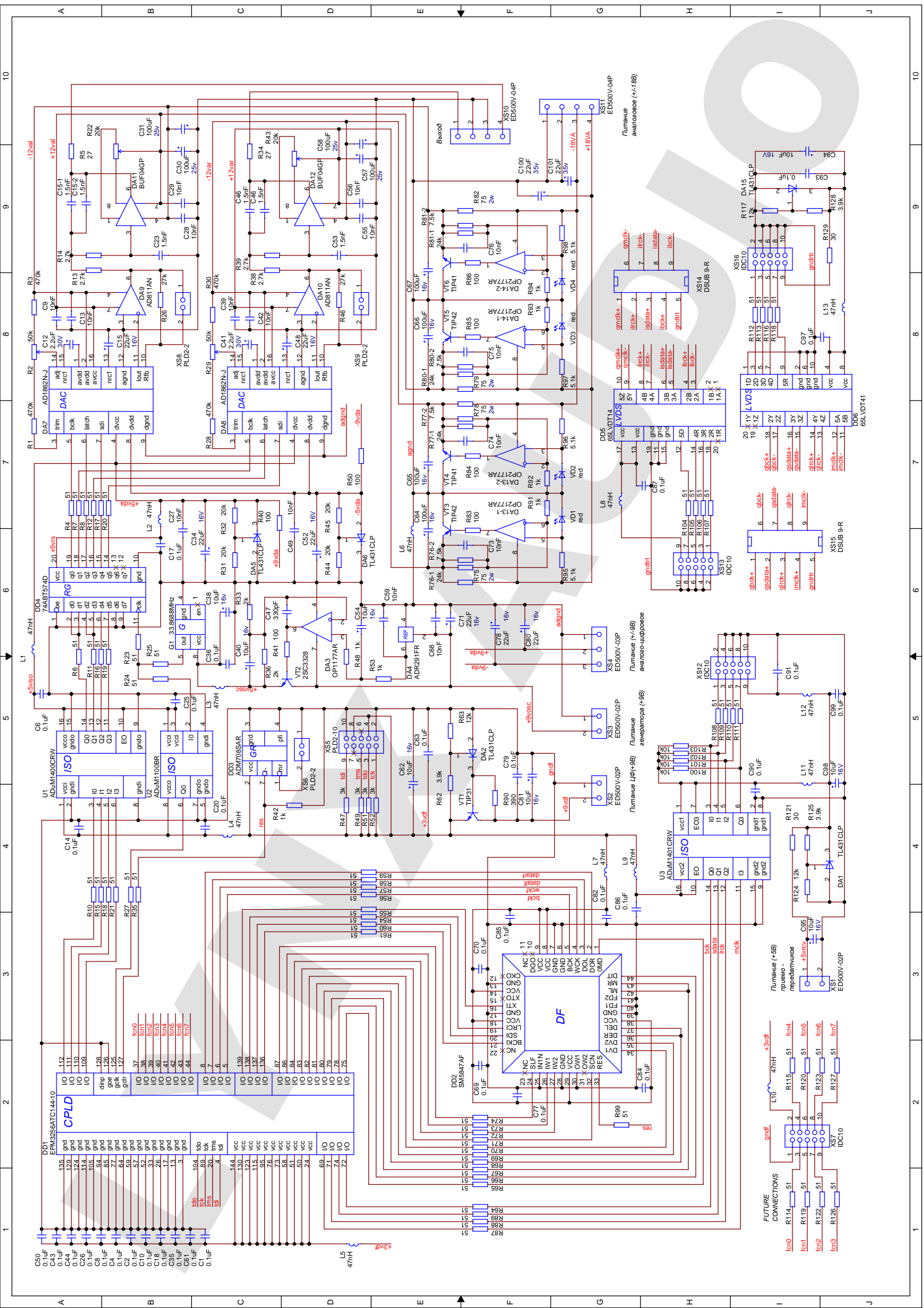
Сердцем этой конструкции, как и предыдущих, являются микросхемы цифроаналоговых преобразователей AD1862N-J обеспечивающие истинную монотонность и разрешение по дифференциальной нелинейности ХП до 20 разрядов. EOL для них объявлен 4 января 2004года, это значит что официально эта микросхема не выпускается и не доступна к заказу по официальным каналам. По сути, это был один из двух типов микросхем звуковых ЦАП (второй – PCM63, также снятые с производства), длина информационного слова которых (20 разрядов) соответствовала их предельному физическому разрешению.

Предлагаемые на замену AD1862 новые дельта-сигма ЦАП AD1955 (будучи одними из лучших в своем классе) не могут полностью заменить параллельные ЦАП при работе со случайными и псевдослучайными сигналами, поскольку несут заложенный в самом принципе дельта-сигма преобразовании недостаток – изменение статистических параметров сигнала на этапе преобразования, что, в принципе, несущественно при работе с детерминированными сигналами, но нежелательно при работе со случайными, которыми по сути своей являются музыкальные программы.

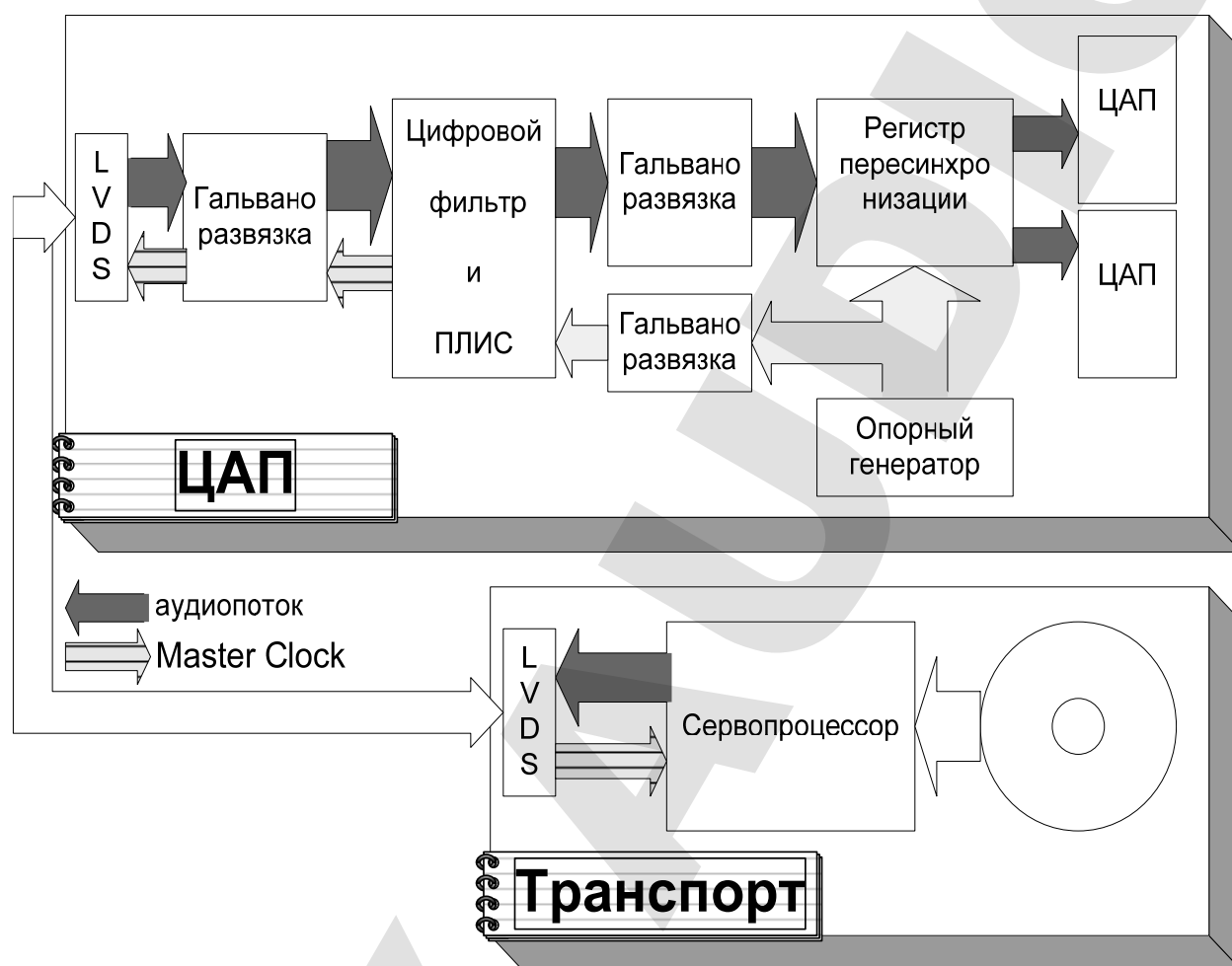
Более того, анализ справочных данных и ряд проведенных измерений привели к выводу, что реальное разрешение по характеристике преобразования (ограниченное искажениями) даже у лучших образцов дельта-сигма ЦАП типа AD1955 и PCM1792 не превышает 18 разрядов даже согласно официальным даташита, а в реальных условиях (за счет неоптимальности трассировки, влиянию ВЧ-помех от модуляторов и т.п.) может быть и того меньше, что совсем не допустимо ввиду поголовного совмещения в одном корпусе ЦФ и таких ЦАПов. Красивые цифры в даташитах (122...132дБ) имеют весьма отдаленное отношение к работе ЦАПов с аудиосигналом и характеризуют скорее возможности современной полупроводниковой технологии по дробовому и избыточному НЧ-шуму.

ЦАП параллельной структуры лишен вышеописанных недостатков по принципу своей работы, но имеет очень существенный с точки зрения фирмы-производителя недостаток – неимоверно большую себестоимость ввиду сложности изготовления и настройки кристалла, поскольку технологический цикл производства параллельного ЦАП включает в себя разнородные операции как на этапе производства (создание технологически несовместимых матрицы резисторов и полупроводниковых ключей), так и на этапе контроля, настройки и тестирования (лазерная или электроннолучевая настройка матрицы и ключей). В результате такие микросхемы вытесняются из производственных программ даже крупных фирм приборами, не требующими столь сложных техпроцессов, но, к сожалению, уже и не столь качественными при внимательном рассмотрении.

Принципиальная схема ЦАП Lynx20 приведена на следующем рисунке:



Приступая к её рассмотрению, хочется обратить внимание, на то, что ЦАП построен по так называемой «схеме с внешней петлей синхронизации», принцип которой поясняет следующий рисунок:



Все тактовые сигналы получаются делением частоты одного единственного опорного генератора 33,8688МГц (768Fs), который расположен на «аналоговой части» схемы и напрямую тактирует регистр пересинхронизации, необходимый для устранения джиттера сигналов управления цифроаналоговым преобразованием. Транспорт, стыкуемый с ЦАП, получает такт (master clock) для своего сервопроцессора с платы ЦАП. Такое построение гарантирует минимальную чувствительность ЦАП к джиттеру рабочих сигналов, в т. ч. джиттеру, возникающему в ЦФ и минимальный уровень асинхронных некоррелированных помех на аналоговом выходе.

Итак, цифровой аудиопоток снимается с сервопроцессора транспорта и поступает на субмодуль, который кроме интерфейсной микросхемы DD6 содержит простейший параллельный стабилизатор для ее питания от цепи +5В транспорта.

Передачу сигналов между транспортом и модулем ЦАП обеспечивает комплект приемопередатчиков LVDS стандарта. Особенностью применения изделий Техасского инструментального завода является наличие в одном корпусе приемника и передатчика, а также встроенных резисторов согласования токовой петли и очень удобная разводка выводов, которая значительно упрощает трассировку печатной платы.

Далее аудиопоток через разъем XS15 (D-sub 9) выводится наружу транспорта и посредством витых пар подается на подобный субмодуль с разъемом XS14 и микросхемой DD5. В случае если планируется размещать плату ЦАП в одном корпусе с транспортом и длина проводников между сервопроцессором и разъемом XS12 не превысит 15-20 см применение этих субмодулей не обязательно.

Аудиопоток с разъема XS12 поступает на вход гальваноразвязки U3, которая помогает избавиться от цифрового шума сервопроцессора и помех от систем позиционирования транспорта. «Внешняя» половинка гальваноразвязки имеет собственный параллельный стабилизатор питания +3,3В на DA1, это же питание через свой фильтр L12 используется приемопередатчиком LVDS DD5.

Во все сигнальные и тактовые цепи включены последовательные защитные резисторы, исключающие колебательные процессы в несогласованных линиях и улучшающие помехозащищенность входов логических элементов схемы за счет образования ФНЧ с частотой среза несколько сотен МГц из соответствующего резистора и входной емкости микросхемы.

После гальваноразвязки U3 поток поступает на ПЛИС DD1, которая выполняет целый ряд функций для обеспечения нормальной работы ЦФ, ЦАП и транспорта. ПЛИС типа EPM3256ATC144-10 программируется через колодку XS5 посредством стандартного программатора типа ByteBlaster MV.

Микросхема DD3 формирует сигнал начального сброса для ПЛИС DD1 и ЦФ DD2 при подаче питания, а также может производить ручной сброс посредством замыкания контактов колодки XS6 при отладке платы ЦАП.

В базовом варианте проекта посредством ПЛИС осуществляется потенциальное управление режимами работы ЦФ DD2, причем изменения режимов синхронизированы с входным сигналом LRCK, т.е. изменение вступает в силу только для новых отсчетов обоих каналов и не производится в неопределенный момент времени. Управление функциями в базовом проекте выведено на колодку XS7 «Further Connection»

Возможен выбор следующих режимов работы ЦФ:

1. Выбор частоты (384Fs или 256Fs) для тактирования транспорта через гальваноразвязку U3 и далее по LVDS каналу. Впрочем, конкретные пары частот всегда можно изменить, редактируя прошивку ПЛИС.
2. Выбор 4х или 8х передискретизации в ЦФ.
3. Возможность включения деэмпфизиса в ЦФ.
4. Возможность включения низкоуровневого дизеринга в ЦФ.
5. Возможность плавного заглушения выходных данных в ЦФ.
6. Переключение входного формата – I2S или RJ с 48 или 64 клоками. Реализация данной функции потребовала применения относительного большого кристалла ПЛИС
7. Возможность первичной пересинхронизации выходных сигналов ЦФ фронтом или спадом основной тактовой частоты ЦФ.

Кроме того, ПЛИС осуществляет формирование собственных сигналов BCK и WCK (битовая синхронизация и общая синхронизация данных записи) вместо одноименных сигналов от ЦФ. Формирование собственных сигналов BCK и WCK является принципиальным, т.к. при использовании этих сигналов поступающих от ЦФ возможна неустойчивая работа основного пересинхронизатора (триггера реклока DD4), поскольку допустимые задержки/опережения их фронтов по отношению к основному такту ЦФ могут в определенных условиях оказаться больше периода основного такта 768Fs. Еще одна функция ПЛИС – получение основной тактовой частоты для ЦФ, она равна 384Fs и не меняется в зависимости от условий работы.

В качестве цифрового фильтра используется микросхема SM5847AF производства фирмы NPC, один из наиболее достойных среди специализированных однокристалльных ЦФ, по сути своей являющийся более быстродействующей версией знаменитого SM5842. Все связи ЦФ с внешними цепями осуществляются через ПЛИС, что, с одной стороны позволило упростить стыковку ЦФ со входными сигналами и выходной системой пересинхронизации, а с другой помогло реализовать гибкое управление режимами работы ЦФ как потенциальным управлением (в этом случае управляющие сигналы просто приходят через ПЛИС) так и микроконтроллерным (в ПЛИС формируется приемник последовательного порта одного из стандартов, и данные по режиму ЦФ и синхронизации декодируются из принимаемой последовательности).

Применение интерполирующего цифрового фильтра обусловлено следующими причинами:

1. Первая и самая главная причина – опыт, полученный в ходе построения многих экземпляров LYNX (ЦАП без передискретизации) показал неадекватность затраченных

усилий и средств полученным результатам. Камень преткновения – наличие восстанавливающего ФНЧ, который для более-менее приемлемого выполнения теоремы Котельникова-Шеннона (да и то приближенного, поскольку ФНЧ, полностью выполняющий условия этой теоремы физически нереализуем) должен соответствовать взаимоисключающим требованиям, например, очень большое затухание (-40 -60дБ) на частоте немногим выше половины частоты дискретизации и малое затухание и высокая линейность АЧХ до этой частоты. Для обеспечения подобных свойств необходимо выбирать высокий порядок фильтра (6...12 и даже выше), но при этом непременно получается нелинейная ФЧХ с очень большим фазовым сдвигом на ВЧ, а малая неравномерность АЧХ в полосе пропускания может быть достигнута только путем точнейшего подбора номиналов элементов фильтра (до 0.01% при фильтре 12-го порядка) и термостабилизации всех элементов ФНЧ..

2. практика показала, что ЦАП без ЦФ при оптимальном числе звеньев(5-7) уступает по звучанию конструкции с ЦФ, особенно при выполнении ряда условий, касающихся помехозащищенности аналогового тракта. В частности это связано с большим уровнем интермодуляционно-шумового пьедестала у ЦАП без передискретизации.

Питание ЦФ, ПЛИС и «входной» части гальваноразвязки U1 осуществляется напряжением +3,3В от стабилизатора на DA2 и VT1. Питание +3,3В было выбрано из условия минимального уровня помех, генерируемых ЦФ. При питании +5В скорость переключения логических элементов у ЦФ несколько больше, а амплитуда сигналов несколько выше, соответственно следует ожидать более жесткого спектра помех. Косвенно это подтверждалось при исследовании макета с SM5847AF; при пятивольтовом питании, макетный ЦАП выдавал чуть более звонкое и жесткое звучание, чем при +3,3В, а уровень помех в диапазоне частот 5...100МГц на выходе расположенной в непосредственной близости аналоговой схемы был примерно на 2...3дБ выше.

По высокой частоте ПЛИС, ЦФ и гальваноразвязки разделены друг от друга ферритовыми бусинами L4, L5, L7, L9, расположенными в непосредственной близости от соответствующих выводов микросхем. Все выводы питания всех микросхем блокированы на общий провод парами керамических конденсаторов 0,1мкф+1000пф, обеспечивающих емкостной характер блокировки на частотах до нескольких ГГц. Подобная блокировка с индуктивной развязкой обеспечивают значительное снижение как помех в цепях питания, так и излучаемых помех.

На основе опыта, полученного при работе над предшествующими конструкциями сохранена одна из принципиальных черт – гальваническая развязка цифровой и аналоговой частей. В LYNX20DE цифровая часть отделена от аналоговой части скоростными гальваноразвязками U1 и U2. При разработке схемы было принято решение осуществлять «чистую» пересинхронизацию (реклок) непосредственно от тактового генератора на «аналоговой» стороне, чтобы исключить влияние апертурной неопределенности гальваноразвязок на момент преобразования кода в ток. Собственный джиттер гальваноразвязки типа ADuM1400CRW хотя и весьма невелик (порядка 5...10пс), но вполне сопоставим с джиттером хорошего тактового генератора, поэтому для реализации предельно низкого уровня джиттера пересинхронизация на «аналоговой» стороне весьма существенна

Предельная величина джиттера приводящего к ошибке в 1 младший значащий разряд, вычисленная по известной формуле

$$T_{\max} = \arcsin \left( \frac{1}{2^N} \right) / (2\pi f_{\max})$$

где

$T_{\max}$  - пиковое значение временной нестабильности (джиттера) момента преобразования.  
 $N$  – Разрядность данных, бит  
 $f_{\max}$  - максимальная частота в спектре преобразованного сигнала

Нетрудно подсчитать, что при непосредственном использовании данных стандарта CDDA (16 разрядов и спектр до 22,05кГц) допустим джиттер до 200пс, для нашей же конструкции допустимая величина джиттера сигнала разрешения преобразования получается примерно 7.5пс (при достоверных 19 разрядах). Такую величину джиттера может обеспечить генератор на ЭСЛ элементах или классическая «трехточка». Для упрощения схемы и уменьшения размеров печатной платы выбран «трехточечный» генератор производства фирмы GOLLEDGE. В процессе экспериментов выяснилось, что уровень фазовых шумов таких генераторов очень сильно зависит от качества питания, в частности от шума стабилизатора. Для достижения уровня фазового шума, соответствующего джиттеру порядка 5... 7 пс необходимо питать такой генератор от очень чистого источника. В реальной конструкции необходимо учитывать и увеличение джиттера за счет апертурной неопределенности триггера синхронного реклока, которая у логических элементов серии АВТ может достигать 1.5...2пс, и, соответственно, требования к питанию еще раз повышаются.

Питание генератора осуществляется по схеме ИОН – фильтр - ОУ, которая позволяет получить очень малый шум. В качестве ИОН (DA4) применен прибор ADR291 фирмы Analog Devices, выполненный по оригинальной технологии XFET с весьма низким избыточным НЧ – шумом за счет использования в его основе структур, работающих на основных носителях. Фильтр шумов выполнен на R53 и C54, а буферный каскад с низким выходным сопротивлением и малыми шумами – на ОУ DA3 и транзисторе VT2.

Выходной сигнал генератора частотой 768Fs непосредственно тактирует регистр пересинхронизации DD4, а так же через гальваноразвязку U2 подается на «цифровую» часть схемы для тактирования ЦФ, ПЛИС и формирования тактового сигнала транспорта. Аудиопоток, прошедший через ЦФ и первичную пересинхронизацию в ПЛИС, поступает на «входную» часть гальваноразвязки U1 и далее поступает на триггер реклока DD4. В качестве регистра пересинхронизации применен синхронный регистр 74ABT574, выполненный по комплементарной биполярной технологии, позволяющей получить минимальную апертурную неопределенность среди всех ТТЛ - совместимых серий. Сигналы с выходов регистра пересинхронизации поступают на соответствующие входы микросхем ЦАП DA7 и DA8 через защитные резисторы, причем каждый вход ЦАП подключен к индивидуальному выходу регистра, а для получения одинаковых сигналов LATCN и BCLK объединены соответствующие входы регистра. Эта мера позволила сократить разницу в задержках в выходном каскаде DD4, обусловленную неравномерной нагрузкой выходов. Питание регистра и цифровой части микросхем ЦАП осуществляется от индивидуальных параллельных стабилизаторов DA5 и DA6, причем в цепь питания регистра включен LC фильтр из ферритовой бусины L2 и комбинированной емкости C17 0,1мкф + 1000пф. Аналогичный фильтр также включен в цепь питания тактового генератора как для предотвращения проникновения ВЧ-помех в его питание извне, так и блокировки его собственных помех.

Собственно цифро-аналоговый преобразователь выполнен по хорошо известной схеме LYNX7/LYNX7v2 на наборе AD1862N-J+AD811, разумной альтернативы которому найти так, и не удалось.

Почему применяется 20 разрядный ЦАП, ведь на носителе (аудио компакт-диск) сигнал записан в 16-разрядной сетке.

1. Основная причина – применение цифрового фильтра, который в основе своей следует заданному алгоритму (умножает входные данные на определенные коэффициенты и суммирует результаты с задержкой). Умножение двух 16-разрядных слов дает на выходе 32 разрядное слово, и, если разрядность выходной шины данных будет отличаться в меньшую сторону, значит уже можно говорить о потере точности исходного сигнала. В самих фильтрах округление результатов вычислений до разумных и реализуемых величин разрядной сетки осуществляется по специальным алгоритмам, снижающим интегральную погрешность.

2. В цифровых системах, работающих с алгоритмами округления, погрешность может составлять 1 младший значащий разряд (МЗР), т.е. говоря о 20 битах можно располагать 19-ю битами, зато реальными.

Почему бы тогда не использовать 24 битный ЦАП – но таких нет среди параллельных ЦАПов, а дельта-сигма и РСМ1704 это немного не то, что хотелось бы, ведь их реальное разрешение по монотонности, дифференциальной нелинейности и продуктам интермодуляции не превышает 17...18 разрядов. Косвенное подтверждение этому – уровень искажений, указанный в даташитах, он как раз и соответствует даже для 24-разрядных ЦАП 17...18 разрядам. Многочисленные эксперименты с различными микросхемами ЦАП оставили только двоих реальных кандидатов на роль цифроаналоговых преобразователей с монотонностью на уровне 19-20 разрядов.

Это РСМ63Р-К и AD1862N-J, причем последние, благодаря подстройке линейности шкалы преобразования на младших разрядах в среднем оказываются более линейными после процедуры настройки.

Параллельные ЦАП обычно имеют так называемый «токовый выход», это означает, что аналоговым сигналом пропорциональным входному коду является ток. Для удобства дальнейшей работы его нужно преобразовать в напряжение. Сделать это можно несколькими способами, но наибольшее распространение получили два – это активный, с помощью ОУ в режиме приема тока в инвертирующем включении и пассивный, с выделением напряжения, пропорционального выходному току на резисторе, подключенном между выходом ЦАП и «землей».

Пассивное преобразование на резисторе просто, не имеет ограничений, связанных со свойствами ОУ и охватывающей его ООС, и могло бы стать идеальным вариантом, если бы не одно «НО», а именно неидеальность ключевых элементов ЦАП. Напряжение, выделенное на резисторе преобразователя, оказывается приложенным к ключам коммутации весовых токов резистивной матрицы и изменяет их сопротивление в зависимости от своего значения. А поскольку сопротивление ключей учитывается при настройке резисторов и ключей и тоже подстраивается путем лазерной коррекции геометрии краев ключевых структур, то любое его изменение, вызванное любыми факторами, ухудшает дифференциальную линейность ХП вплоть до нарушения монотонности шкалы. В данном случае, когда ток на выходе ЦАП отрицателен, то сопротивление ключей падает, и абсолютная величина тока несколько возрастает. Когда ток положителен, то сопротивление ключей возрастает, и абсолютная величина тока уменьшается, т.е. возникает асимметрия положительного и отрицательного полупериодов синусоидального сигнала, т.е. четные гармонические составляющие.

Эти дополнительные искажения зависят от величины резистора-преобразователя и по экспериментальным оценкам еще проявляются на уровне –100...-105дБ даже при его величине 7.5Ом, т.е. выходном напряжении +/-7.5мВ для AD1862N-J. Предельная величина резистора, при которой ХП еще монотонна на уровне 16-го разряда - для AD1862 составляет 85...120Ом.

Кстати, субъективно ЦАП с резистивными преобразователями обладают «лампово-однотактным» характером звука, по-видимому, из-за четных гармоник, возникающих при таком способе преобразования. Не поэтому ли адепты «лампового» звука так любят резистивные преобразователи ток-напряжение, как плодящие те самые «благозвучные» гармоники? К сожалению, это «благозвучие» дается ценой потери низкоуровневого разрешения за счет неправильной передачи информации младших разрядов.

Активные преобразователи ток-напряжение на ОУ с ООС лишены указанного выше недостатка, но имеют ряд серьезных ограничений, обойти которые удастся только применением приборов с весьма специфичными свойствами, обычно не характерными для аудио-применений. Это относится как к быстродействию и широкополосности, так и к искажениям ОУ далеко за пределами звуковой полосы частот.

Чаще всего это широкополосные ОУ для работы с видеосигналами или ADSL. Одним из таких приборов, наиболее удачно подходящим для работы в активных преобразователях является ОУ с ТОС типа AD811, выбор которого основан на следующих соображениях.



Для того, чтобы без изменений в спектре преобразованного сигнала перевести его из токовой формы в напряжение, необходимо, чтобы преобразователь ток-напряжение был инвариантен по отношению ко времени установления входного воздействия. То есть собственная скорость нарастания для преобразователя должна многократно (в 50...100 раз) превышать максимальную скорость нарастания сигнала  
При скорости нарастания тока на выходе ЦАП, равной

$$V_i = \frac{I_{out\ max} - I_{out\ min}}{t_{set}}$$

Для AD1862 составляющей 0.006А/мкс и коэффициенте преобразования 3В/мА (т.е. 3000 В/А), собственная скорость нарастания сигнала на выходе преобразователя составит

$$Vu \geq V_i * K_{i-u}$$

т.е. 18В/мкс для нашего случая. На первый взгляд, казалось бы достаточно ОУ со скоростью нарастания 20...25В/мкс. Но это впечатление обманчиво. Дело в том, что при использовании такого ОУ результирующая скорость изменения сигнала будет определяться не столько временем нарастания тока ЦАП, сколько свойствами ОУ, т.е. не будет инвариантности переходной характеристики преобразователя. Из теории импульсных устройств известно, что инвариантность ПХ будет обеспечена при скорости нарастания усилителя на выходе как минимум в 100 раз большей, чем скорость изменения усиленного сигнала. Таким образом, для обеспечения инвариантности переходной характеристики преобразователя скорость нарастания напряжения на выходе ОУ, работающем в этом узле должна быть не менее 900...1800В/мкс.

У AD811 этот параметр составляет 2500В/мкс, т.е. имеется некоторый очень желательный запас. Кроме того, ОУ преобразователя должен обеспечивать низкие собственные искажения сигналов полезного спектра, по крайней мере, не хуже, чем собственные искажения ЦАП, т.е. -112...-114дБ в полосе до 20кГц (что также выполняется при применении данного ОУ) и мягкий их спектр (для снижения интермод с ВЧ-составляющими преобразованного сигнала). Последнее условие оказалось достаточно трудновыполнимым, поскольку многие ОУ с хорошими параметрами по гармоническим искажениям имеют незначительный ток покоя каскадов и ровный, а не спадающий спектр гармоник. AD811 с её 15мА тока покоя и здесь оказывается вне конкуренции (при практическом применении этих ОУ желательно снабдить их теплоотводом). Для правильной работы ключей ЦАП необходимо, чтобы входное сопротивление преобразователя было минимально возможным в широкой полосе частот. Это условие проще выполняется на ОУ с ТОС, поскольку входной его каскад представляет, по сути, симметричный каскад с ОБ, обладающий низким собственным входным сопротивлением даже без общей ООС (для AD811 – 14Ом). Выполнение же этого условия на ОУ с ООСН заметно сложнее, поскольку величина их входного сопротивления в инвертирующем включении будет определяться и величиной петлевого усиления, снижающегося с ростом частоты.

Уровень шума преобразователя не должен быть хуже разрешения ЦАП, т.е. в полосе частот до 20...30кГц быть не более -114дБ

Поскольку входным сигналом является ток, то имеет смысл учитывать только токовую составляющую шумов входа ОУ, шумовая же ЭДС даст очень небольшую поправку в 0.5...1дБ из-за малой спектральной плотности шумовой ЭДС ОУ с ТОС.

Для AD811 спектральная плотность шумового тока по инвертирующему входу составляет  $20\ pA\ \sqrt{Hz}$  с очень низкой частотой среза фликкер-шума (порядка 20Гц), соответственно, эквивалентный шумовой ток в полосе частот 20кГц составит

$$I_{noise} = S_{noise} * \sqrt{f_{high} - f_{low}}$$

Где  $S_{noise}$  – средняя спектральная плотность шума

$f_{high}$  – верхняя частота полезного спектра

$f_{low}$  – нижняя частота полезного спектра



Что в диапазоне частот 20Гц...20кГц дает значение 2.6...2.8нА

При шкале выходного тока  $\pm 1$ мА отношение сигнал/шум по токовой составляющей входного шума ОУ составит 117дБ, а с учетом ЭДС шума – 115дБ, что вполне достаточно. Допущение, связанное с тем, что мы приняли спектральную плотность шумового тока постоянной в широкой полосе частот вполне приемлемо, поскольку частота среза фликкер-шума для AD811 очень низка и избыточные НЧ-шумы практически не окажут влияние на общий характер и уровень шума на выходе ОУ на частотах выше 15...20Гц.

Восстанавливающий фильтр Баттерворта 2-го порядка имеет частоту среза около 40кГц, но при желании ее можно изменить, достаточно лишь рассчитать заново элементы R13(R38) & R14(R39), C15(C46) & C 23(C53) по формулам:

$$R_{13} = \frac{2}{(B * C_{15} + \sqrt{B^2 + (C_{15})^2 - 4 * C * C_{15} * C_{23}}) * 2\pi f_0}$$

$$R_{14} = \frac{1}{2C * C_{15} * C_{23} * R_{13} * (2\pi f_0)^2}$$

C15 и C23 должен удовлетворять условию

$$C_{23} \leq B^2 * \frac{C_{15}}{4 * C}$$

где:

$B$  - коэффициент аппроксимации Баттерворта (1,41)

$C$  - коэффициент аппроксимации Баттерворта (1,0)

$f_0$  - частота среза, Гц

Если в качестве коэффициентов аппроксимации взять другие значения, то можно в широких пределах изменять характеристику фильтра от бесселевской до чебышевской, так что есть свобода выбора между максимально полоской характеристикой в полосе пропускания у баттервортовского фильтра, максимальной крутизной среза у чебышевского фильтра и максимально плоской характеристикой запаздывания у бесселевского фильтра.

В отличие от предыдущих конструкций в качестве буферов аналогового выхода используются не ставшие раритетом BUF03 и не недавно снятые с производства BUF04, а ОУ AD843, которые превосходно работают в качестве буфера, поскольку устойчивы при единичном усилении с большим запасом (ок. 4...5дБ), имеют значительные токи покоя каскадов и очень малые искажения мягкого спектра, рост которых начинается только с весьма высоких частот (ок. 15...17кГц). Кроме того, выходной каскад AD843 обладает существенной нагрузочной способностью, позволяющей этим ОУ работать как на активную нагрузку небольшой величины (400...600Ом), так и на существенно реактивную.

Входной каскад на полевых транзисторах с р-п переходами и большим током питания определяет высокое входное сопротивление, упрощающее выбор номиналов элементов фильтра, низкий уровень шума и высокую перегрузочную способность. Последнее весьма существенно для работы в ЦАП, когда на вход ОУ полезный сигнал воздействует в условиях высокого уровня ВЧ - составляющих. ОУ, вход которых не имеет достаточной устойчивости к ВЧ - сигналам, будет перегружаться по входу и создавать плотный спектр интермодуляционных составляющих от ВЧ - помех, взаимодействующих между собой.

Кроме того, AD843 имеют возможность балансировки по постоянному напряжению без влияния на параметры ОУ, в отличие от BUF04, балансировка которых меняет спектр их искажений.

Питание аналоговой части ЦАП, преобразователей ток-напряжение и фильтров осуществляется от индивидуальных для каждого канала стабилизаторов  $\pm 12$ В.

Применение в аналоговом тракте ОУ с выходными каскадами, работающими в классе «А» позволило без ухудшения звуковых свойств использовать для их питания параллельные стабилизаторы, обладающие высокой собственной линейностью, но имеющие токовые ограничения, в данном случае это не актуально из-за отсутствия импульсного потребления на периоде сигнала. В качестве структуры стабилизаторов применена типовая

ИОН – фильтр - ОУ, обеспечивающая малый собственный шум. Светодиодные ИОН (синего свечения) обеспечивают величину опорного напряжения 3,3—3,5В с очень низким собственным шумом. При таком построении реально достигим среднеквадратичный уровень шума -90 и более дБ, по отношению к напряжению питания, что гарантирует малое его влияние на интермодуляционно - шумовой пьедестал сигнального тракта.

Элементная база для этой конструкции выбиралась по принципу «разумной максимальной достаточности». То, что касается непосредственно аналогового тракта, т.е. ЦАП, ОУ преобразователя ток-напряжение и ФНЧ, вполне очевидно. У примененных компонентов практически нет конкурентов. Параллельные стабилизаторы должны обеспечивать высокую собственную линейность до частот 1—2 кГц, что достигается за счет неплохой линейности и большого петлевого усиления ОУ ОРА2177, а выше работают блокирующие конденсаторы OSCON C30, C31, C57, C58, C64-C67, а также полипропиленовые фольговые Wima FKP2 C9, C13, C28, C29, C39, C42, C55, C56. Балластные резисторы стабилизаторов (R75, R78, R79, R82) – толсто пленочные Caddock MP930, имеющие очень слабую зависимость сопротивления от протекающего тока и приложенного напряжения. Переменные резисторы подстройки нелинейности ЦАП (R2, R29) и балансировки по постоянному току выходных ОУ (R22, R43) – керметные многооборотные фирмы BOURNS. Все остальные резисторы, за исключением балластных в стабилизаторах питания LVDS приемопередатчиков и цифровых питаний микросхем ЦАП, - SMD типоразмеров 0805 и 1206, в аналоговых цепях они «прозрачны» и нейтральны, не «окрашивают» звук, а в цифровых хорошо работают благодаря своим малым паразитным индуктивностям и емкостям.

Индуктивности в фильтрах питаний цифровых микросхем, а так же перемычка между цифровой и аналоговой землями микросхем ЦАП – ферритовые «бусины» производства Murata серии BLM типа BLM31 (типоразмер 1206).

Все керамические емкости, блокирующие питания в цифровой части схемы, – комбинированные, составлены из емкостей 1000пф тип NP0 и 0,1мкф тип Y5U типоразмера 1206. Электролитические конденсаторы C62, C81, C98, C99 - твердотельные танталовые типоразмера В. Остальные электролитические конденсаторы OSCON фирмы Sanyo. В аналоговой части и в цепях подавления шума ИОН ЦАП (C12, C15, C41, C48) возможно применение конденсаторов других производителей – ELNA Cerafine ROE или Black Gate F, Fk, NX. От них может зависеть «звуковой почерк» конструкции. С OSCON звучание четкое, холодноватое, Black Gate Fk дают более «мягкий» звук. Во многих случаях такое звучание может оказаться предпочтительным.

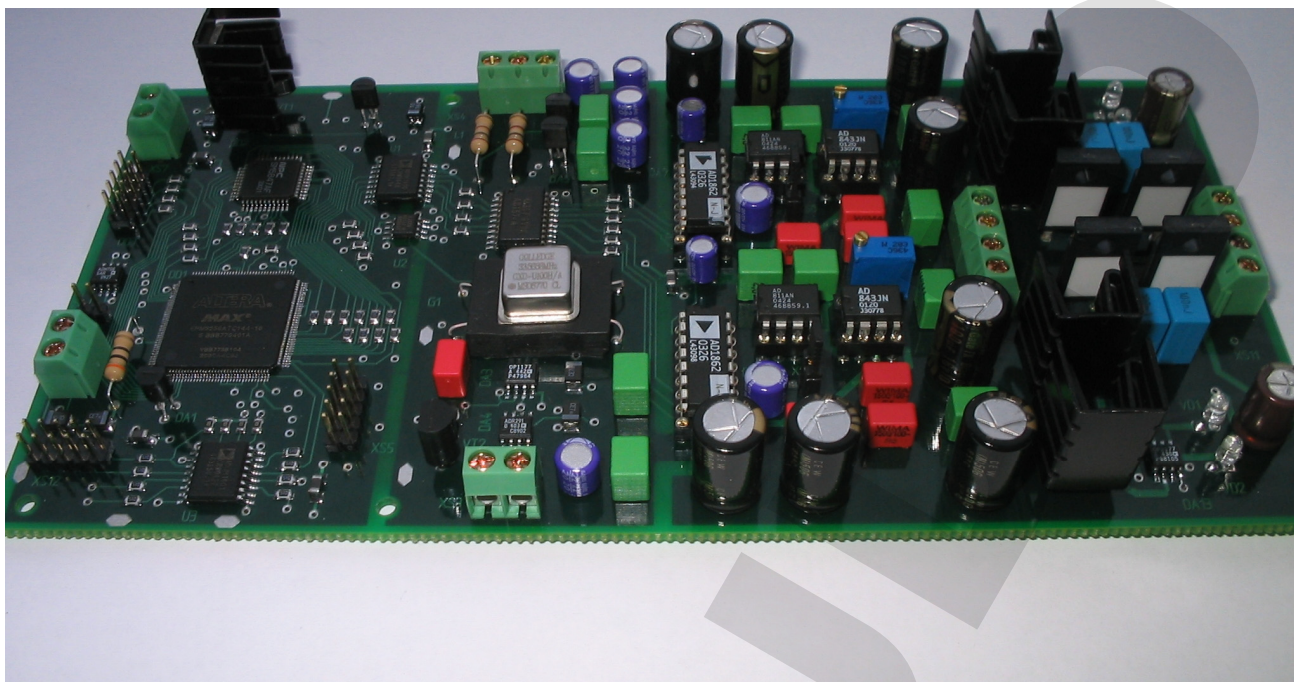
Пленочные конденсаторы C47, C59, C68, C49, C9, C13, C27, C15, C23, C28, C29, C39, C42, C46, C53, C55, C56, C73—C76 полипропиленовые фольговые Wima FKP2.

Применение в цифровой части ПЛИС серии MAX3000 обусловлено, во-первых, ее малым уровнем помех, создаваемых по цепям питания и в эфире, а во-вторых, ее относительно невысокой ценой. Первоначально предполагалось использовать ПЛИС серии FLEX10K, но их эфирная «шумность» явилась основным препятствующим фактором. Так в полосе 20ГГц уровень помех, измеренный токовой петлей спектроанализатором FSP7 на расстоянии 10см от корпуса ПЛИС и одинаковом проекте, для MAX3000 оказался на 20...24 дБ меньше чем у FLEX10K.

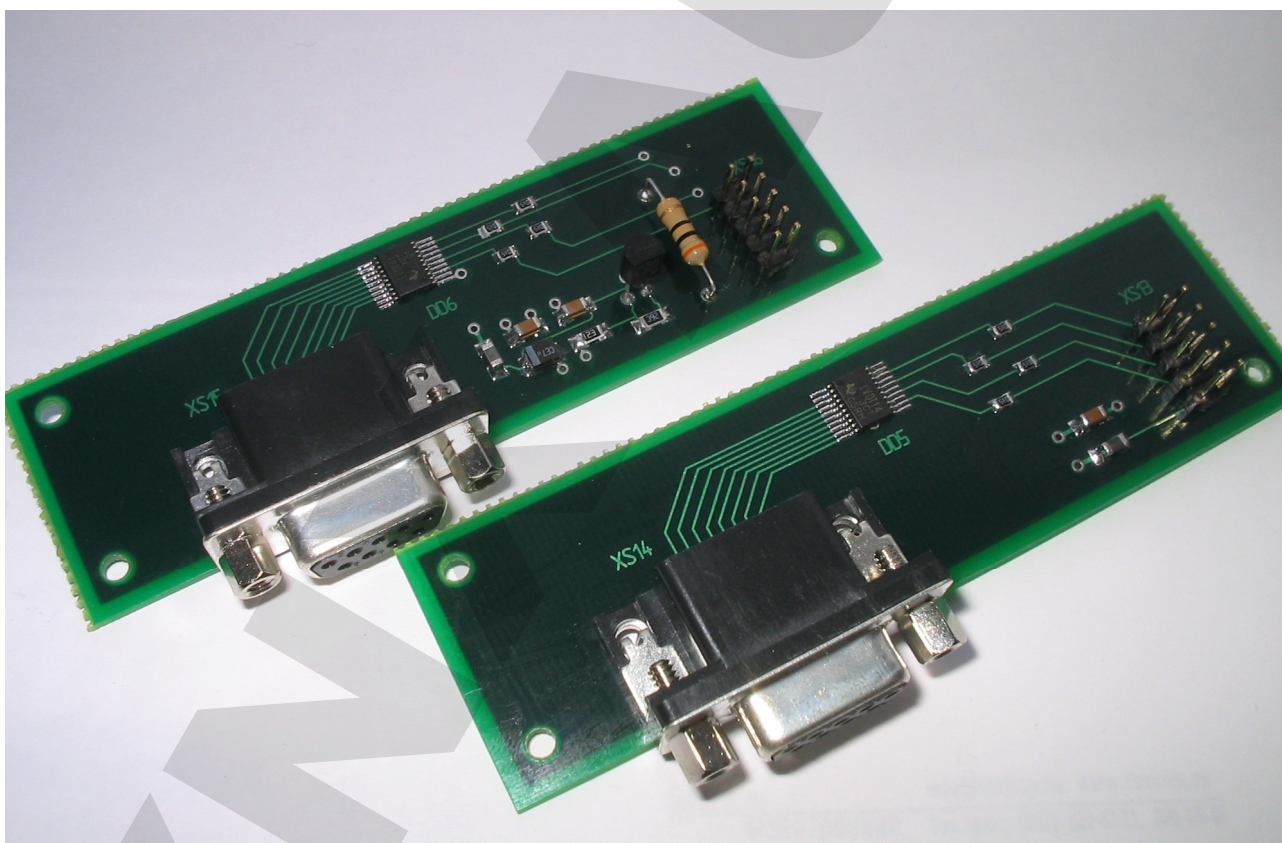
Печатная плата ЦАП 4-х слойная, размером 200\*100мм, монтаж компонентов выполняется на двух сторонах. Субмодули LVDS интерфейса выполнены на отдельных платах размером 100\*30мм. Для полной реализации потенциала схемы участок платы, где располагается ПЛИС и ЦФ имеет специальные площадки для монтажа (пайкой) экрана, который призван снизить уровень помех генерируемых при работе ПЛИС и ЦФ.

Первичные питатели (цифровая часть + генератор и цифровая часть ЦАП+ аналоговая часть) выполнены по схеме TL431+транзистор и размещаются на отдельной плате. В авторском варианте вся конструкция питается от трех тороидальных трансформаторов, каждый из которых имеет пониженную индукцию и экранирующую обмотку.

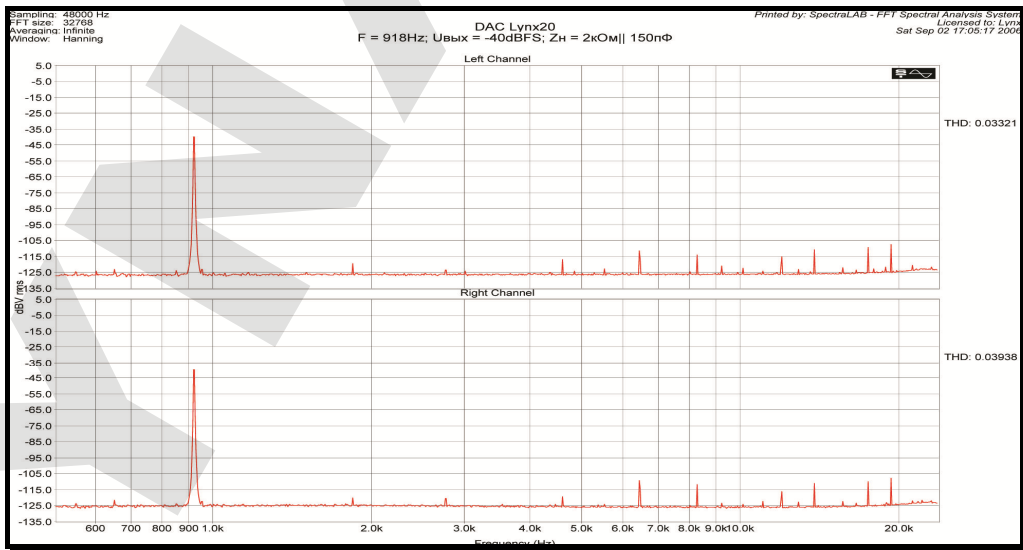
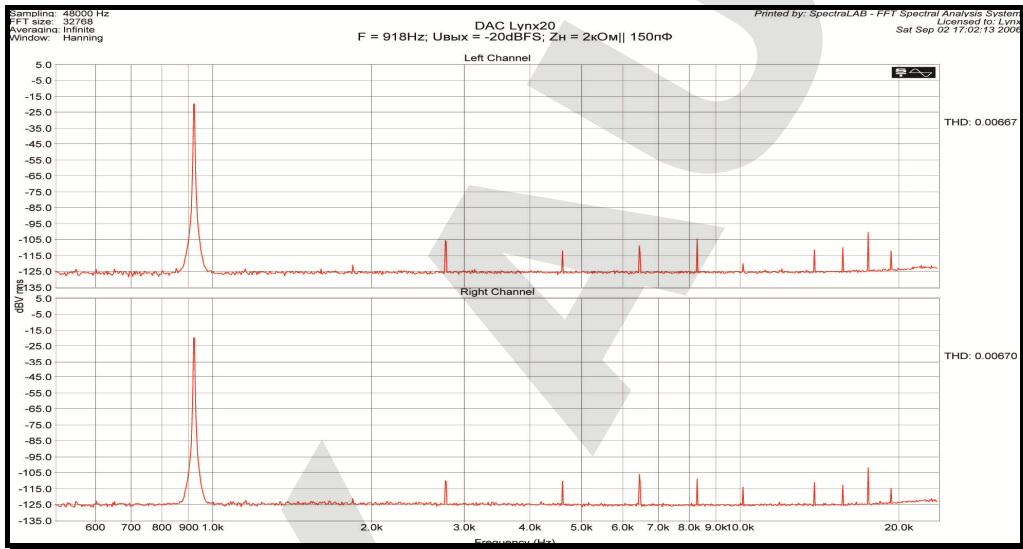
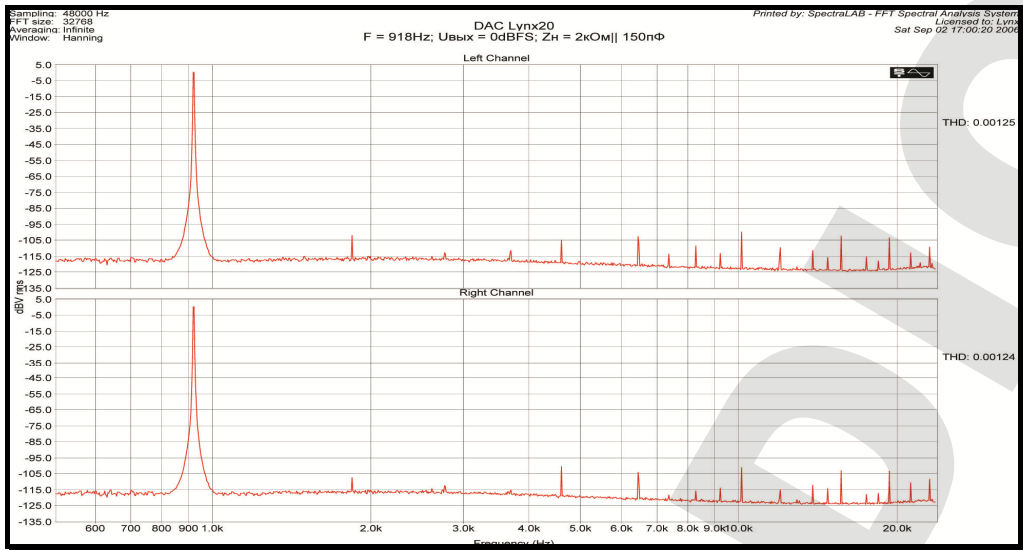
Смонтированный модуль Lynx 20 выглядит следующим образом:



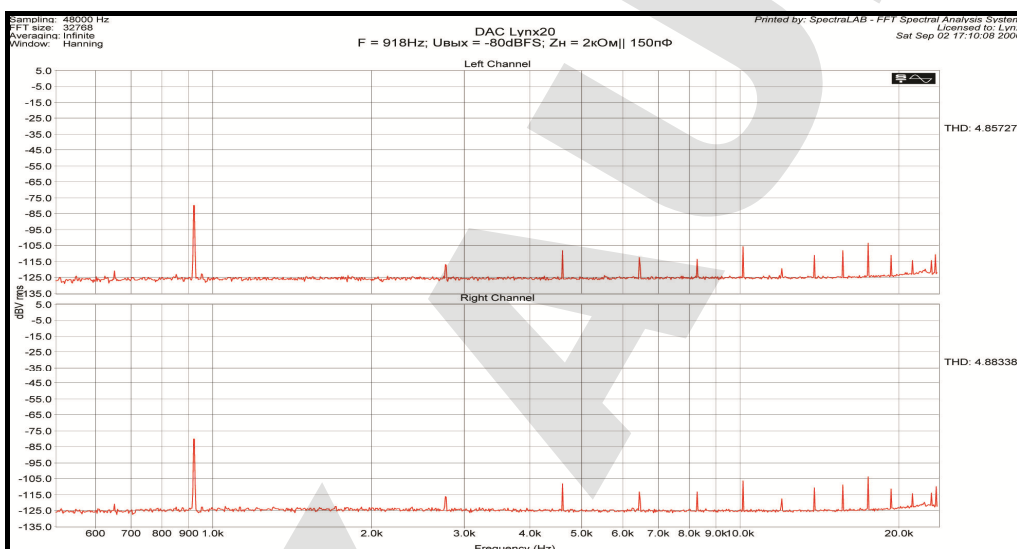
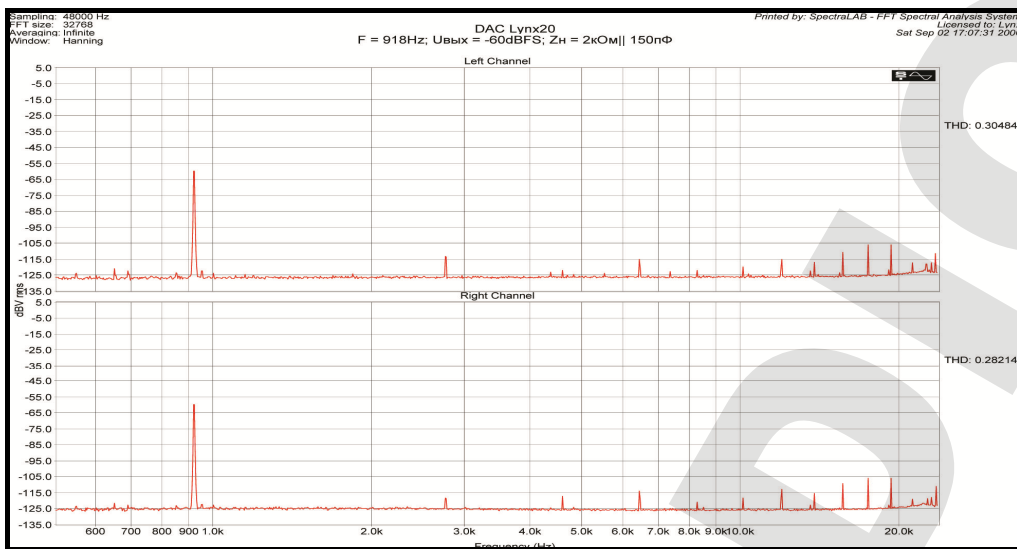
LVDS –модули выглядят так:



Спектрограммы выходного сигнала настроенного ЦАП для разных уровней при преобразовании отсчетно-коррелированного сигнала приведены на нижеследующих рисунках:







## ЛИТЕРАТУРА

1. Rabiner L. R., Gold B.: Theory and Application of Digital Signal Processing, Prentice – Hall, Englewood Cliffs, 1975
2. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. Москва, Высшая школа, 1988 г.
3. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Москва, Радио и связь, 1986 г.
4. Д. Джонсон, Дж. Джонсон, Г. Мур Справочник по активным фильтрам: Пер. с англ., Москва, энергоатомиздат, 1983 г.
5. А. Дж. Пейтон, В. Волш Аналоговая электроника на операционных усилителях: Пер. с англ., Москва, Бином, 1994 г.
6. А. – Й. К. Марцинкявичус и др. Быстродействующие интегральные микросхемы ЦАП и АЦП. Москва, Радио и связь, 1988 г.
7. Шлыков Г. П. Измерение параметров интегральных ЦАП и АЦП. Москва, Радио и связь, 1985 г.
8. Analog Devices Designer's Reference Manual. Winter 97/98.
9. Analog Devices Designer's Reference Manual. Revision F1.
10. Gollodge Frequency Control Products. April 2003.
11. Altera Digital Library 2000...2003

Дмитрий Андронников  
 Санкт-Петербург, 2003 г.