

Simple, Ultralow-Distortion Digital Pulse Width Modulator

Bruno Putzeys Hypex Electronics B.V., Groningen, The Netherlands

bruno@hypex.nl

TERMINOLOGY AND DEFINITIONS

PWM Pulse Width Modulation

NTF Noise Transfer Function (noise shaper analogue of Error Transfer Function)

DC (prefix) That which can be fully characterised using a time-invariant stimulus

fs Audio input sampling rate. $f_s=48\text{kHz}$ unless stated otherwise.

Fr The PWM pulse repetition frequency. $f_r=8f_s$ unless stated otherwise

fc The PWM timing clock. Defines the timing resolution of the PWM signal.

Основная проблема цифровых широтно-импульсных модуляторов заключается в том, что эффективная дискретизация происходит через интервалы, зависящие от сигнала, что фальсифицирует z-преобразование, на котором основан входной сигнал и процесс формирования шума. На первом этапе формирователь шума модифицируется таким образом, чтобы работать на тактовой частоте генератора вместо частоты повторения импульсов. Это решает проблему равномерной/естественной дискретизации, но приводит к появлению новых нелинейностей сродни пульсациям обратной связи в аналоговых модуляторах. Модифицируя сигнал обратной связи таким образом, чтобы он отражал только модулированный фронт последовательности импульсов, этот эффект практически устраняется, что позволяет значительно снизить искажения без увеличения сложности. Цифровые широтно-импульсные модуляторы обычно используются для управления выходными каскадами H-моста в силовых цифро-аналоговых преобразователях (обычно называемых "цифровыми усилителями"). Хотя использование аналоговых управляемых модуляторов с обратной связью более оправдано в этом направлении работы, настоящий анализ выявляет проблемы, которые в равной степени возникают как в аналоговых, так и в цифровых модуляторах. Уровень сложности цифровых модуляторов не превышает уровень сложности простейших методов, известных из уровня техники, при этом их характеристики значительно превышают возможности самых сложных конструкций, известных на сегодняшний день. Помимо академического интереса, новая работа может найти применение в малосигнальном цифро-аналоговом преобразовании.

3.1. f_r sampled method

Основная структура большинства модуляторов состоит из фильтр повышающей дискретизации, за которым следует схема счетчика.

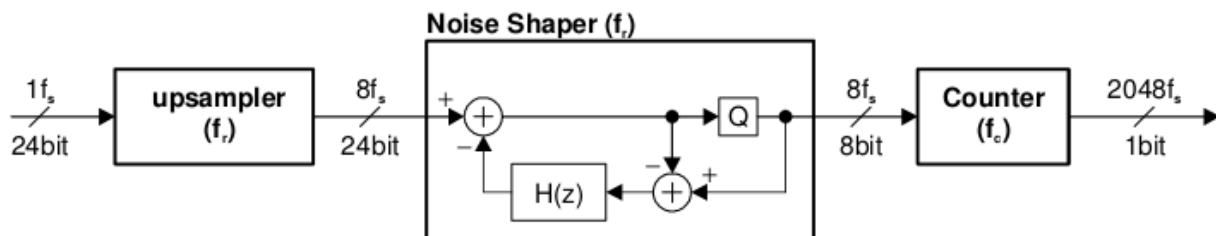


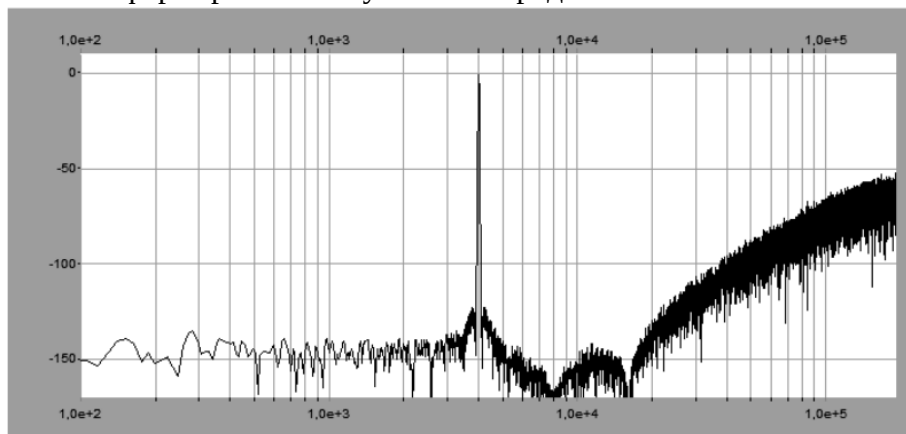
Figure 1: Basic f_r sampled noise shaped PWM generator

Для согласования реалистичных значений частоты счетчика (f_c) с хорошими шумовыми характеристиками в полосу пропускания вводится формирователь шума.

(fc) с хорошими характеристиками внутриполосного шума. Ошибка Формирователя шума с обратной связью очень эффективно обрабатываются в DSP, состоят не более чем из FIR-фильтра, сложения и усечения. Схема счетчика может быть выполнена как для модуляции одного фронта или двух фронтов. Однократные ШИМ имеет теоретическое преимущество перед двухсторонней ШИМ в том, что любая асимметрия между временем нарастания и спада аналоговой формы сигнала не приводит к ошибкам. В реальности изменение формы фронта сигнала в зависимости от выходного тока гораздо больше, чем ошибка симметрии. Быстро выяснилось, что этот алгоритм не идеален, поскольку выходной сигнал сэмпляется в зависимости от сигнала моменты времени, в то время как входной сигнал сэмпляется через регулярные интервалы. Это фактически представляет собой переменную задержку или фазовую модуляцию. Фазовая модуляция сигнала с самим собой приводит к искажениям, которые усиливаются на более высоких частотах сигнала. Проблема не ограничивается сигналом. Сформированный ВЧ-шум подвергается той же нелинейности, и часть его демодулируется в полосу сигнала. В результате этого более высокие порядки формирования шума фактически ухудшают характеристики SNR.

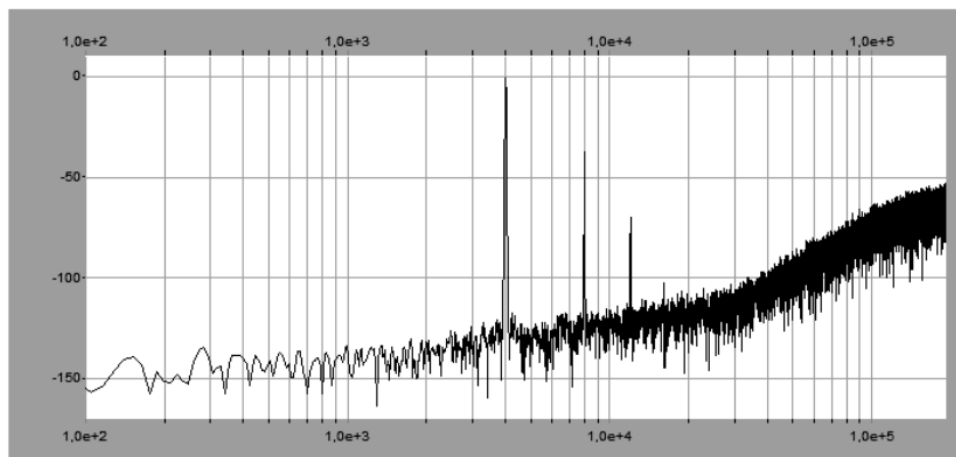
Модуляция по обоим фронтам значительно снижает искажения за счет того, что два момента выборки движутся в противоположных направлениях, но искажения все равно остаются значительными, по крайней мере, в "цифровых" терминах. Фактически, двухсторонний "натуральный" модулятор уже имеет достаточную производительность, чтобы THD+N системы полностью доминировал в любом практическом каскаде усиления - факт, который, очевидно, ускользнул от внимания авангарда цифровой ШИМ.

На графике 1 (в приложении) показан спектр, полученный с помощью простого шумоподавителя 4-го формирователя шума 4-го порядка.



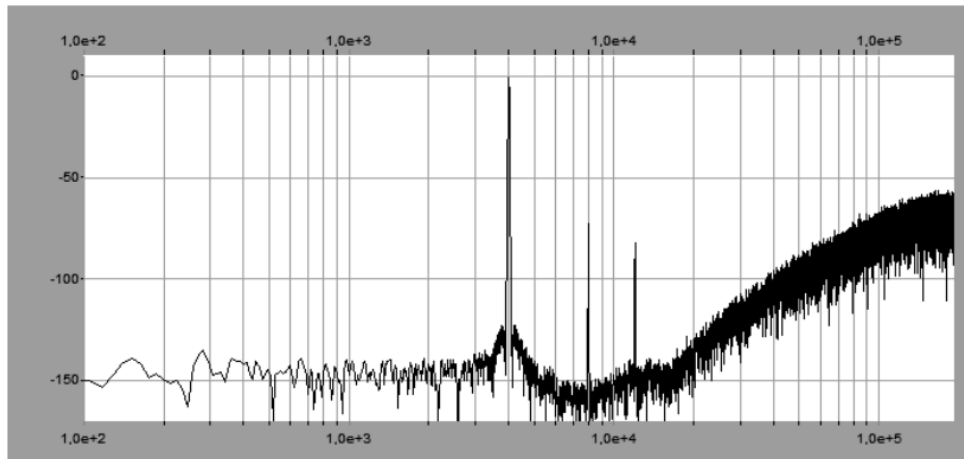
Plot 1: Output spectrum after the noise shaper of figure 1 with -1dB stimulus, before pulse-width modulation.

На графике 2 показан спектр, полученный однократным модулятором, обрабатывающим сигнал из графика 1,



Plot 2: Output spectrum of circuit from figure 1 using a single-sided modulator

а на графике 3 показан двухкратный вариант. на графике 1, а на графике 3 показан вариант с двухсторонним модулятором.



Plot 3: Output spectrum of circuit from figure 1 using a double-sided modulator

Вариант с двухсторонней коррекцией имеет значительно лучшие показатели искажений и шумы, чем у варианта с одинарной обработкой.

В любом случае, низкочастотный спектр остается в значительной степени закрыт демодулированным высокочастотным шумом.

3.2 Improved fr sampled method

В первом усовершенствовании [1] низкочастотная ошибка исправляется путем предсказания того, каким будет эквивалент входного сигнала в непрерывном времени в результирующем моменте выборки ШИМ. По сути, $8f_s$ PCM-сигнал предварительно искажается таким образом, что модуляционные искажения отменяются.

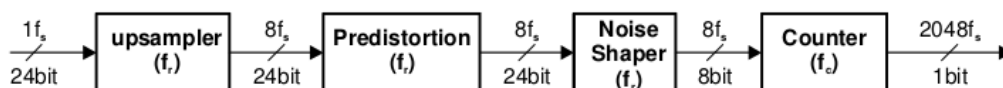


Figure 2: noise shaped PWM generator with predistortion.

Искажения можно сделать произвольно малыми. При этом демодуляция формованного шума, вносимого ШИМ-модуляцией, не рассматривается. Отсутствие поправки на демодуляцию формованного шума превращает проектирование шумовой передаточной функции в тонкую балансировку как подробно описано в той же статье.

3.3. fr sampled method with error model in the noise shaper

Обе ошибки могут быть устранены одновременно, если ошибка вносимая в процессе ШИМ, помещается внутрь в петлю формирователя шума.

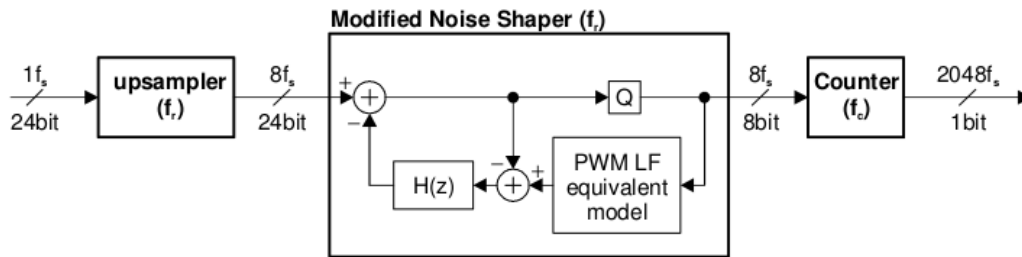


Figure 3: Low-frequency error model included into the noise shaper loop

Таким образом, формирователь шума "знает", каким будет спектральное содержание, создаваемое каскадом ШИМ, и поэтому применяет свою NTF к нужной переменной. Сделать это не так тривиально, как кажется. В зависимости от сигнала, процесс ШИМ может сэмпливаться как сразу, так и почти на полную выборку позже. Модель ШИМ должна учитывать влияние этого временного сдвига. Аналогично, контур формирователя шума должен быть сделан так, чтобы не реагировать на поздней обратной связи и, таким образом, обладать некоторой предсказательной способностью [2].

Это осложнение возникает искусственно, поскольку формирователь шума использует в качестве системы отсчета однородную область дискретизации и пытается скорректировать происходящее в другой системе отсчета, которая колеблется относительно нее. Сложность исчезает, если переписать формирователь шума так, чтобы он использовал в качестве системы отсчета модулированные фронты или другую систему отсчета, которая является единой и общей как для входной частоты дискретизации, так и для модулированного сигнала. Последний вариант оказывается несколько проще первого, поскольку общая частота дискретизации уже присутствует в процессе. Это высокочастотный синхроимпульс f_s .

4. FC SAMPLED METHOD

Когда формирователь шума модифицируется для работы при f_s , его петлевая функция усиления должна оставаться фиксированной относительно f_r . Формирователь шума с обратной связью по ошибке явно управляет только полюсами в петлевой функции. Нули следуют автоматически. Масштабирование частоты требует управления полюсами и нулями по отдельности. Одной из реализаций, обеспечивающей все необходимые степени свободы, является обычный дельта-сигма кодер. Он также обладает преимуществом простой аппаратной реализации, что очень важно, учитывая гораздо более высокую частоту дискретизации. Его полюса и нули устанавливаются таким образом, чтобы коэффициент усиления контура был примерно равен коэффициенту усиления исходной структуры f_r дискретизации. Каскад модуляции представляет собой цифровую реализацию аналогового модулятора из школьного учебника.

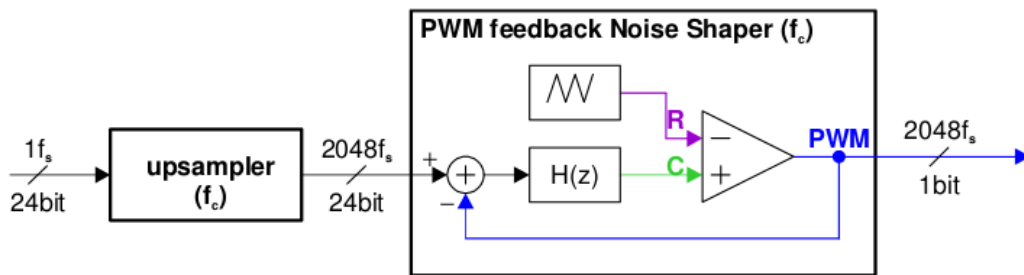
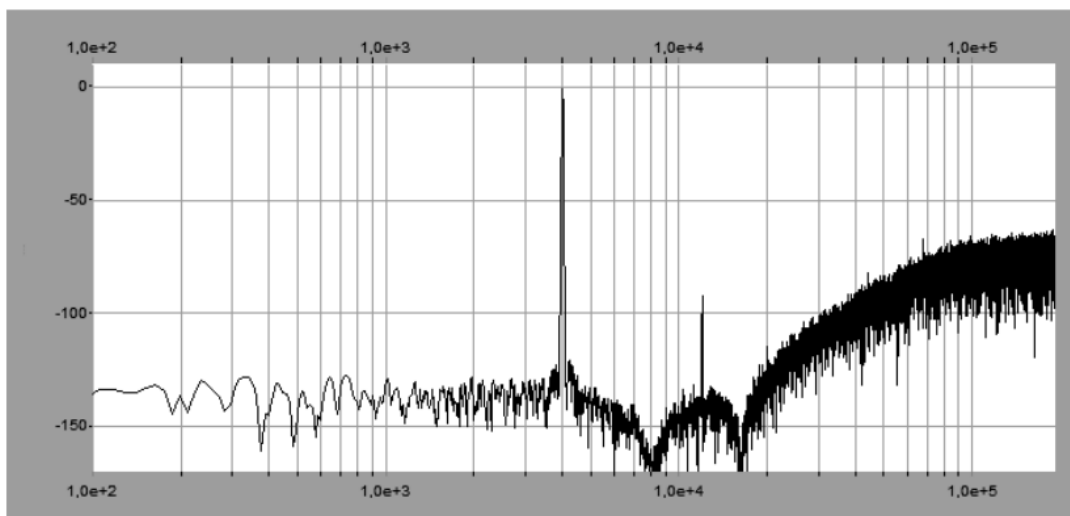


Figure 4: “delta-sigma-style” noise shaper with PWM inside the loop

Выходной сигнал функции управления сравнивается с пилообразным или треугольным эталоном. Наиболее работоспособным оказался треугольник. Возможна также односторонняя модуляция, но для этого требуется схема установки/сброса после компаратора.

Сложность реализации на уровне вентилях аналогична сложности дельта-сигма кодера - около 3000 логических вентилях.

Сигнал обратной связи больше не является аппроксимацией ШИМ-сигнала. Это сам ШИМ-сигнал. На первый взгляд, результат должен быть свободен от искажений и не иметь демодулированного шума в базовой полосе. На графике 4 видно, что последнее верно, а первое - гораздо менее: характеристики искажений далеки от идеала.



Plot 4: output spectrum from a PWM noise shaper as in figure 4 with a 4kHz -1dB stimulus.

Отметим, что эту структуру модулятора можно рассматривать как дискретно-временную модель непрерывного ШИМ-модулятора с обратной связью вокруг него [3]. Механизмы искажений, возникающие в модуляторе с непрерывным временем, были определены ранее [4] и возникают и в данном алгоритме.

4.1. DC linearity

Взгляд на сигнал на входах компаратора показывает, что происходит.

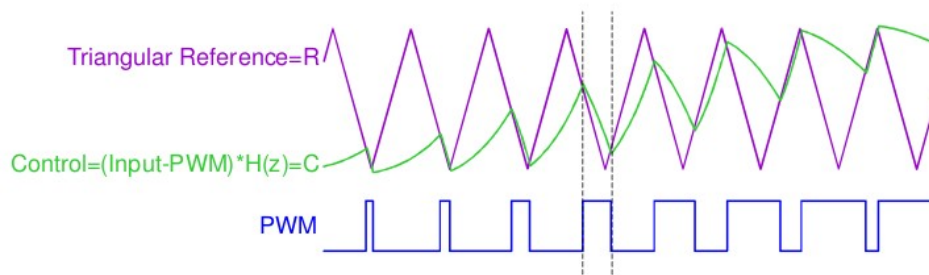


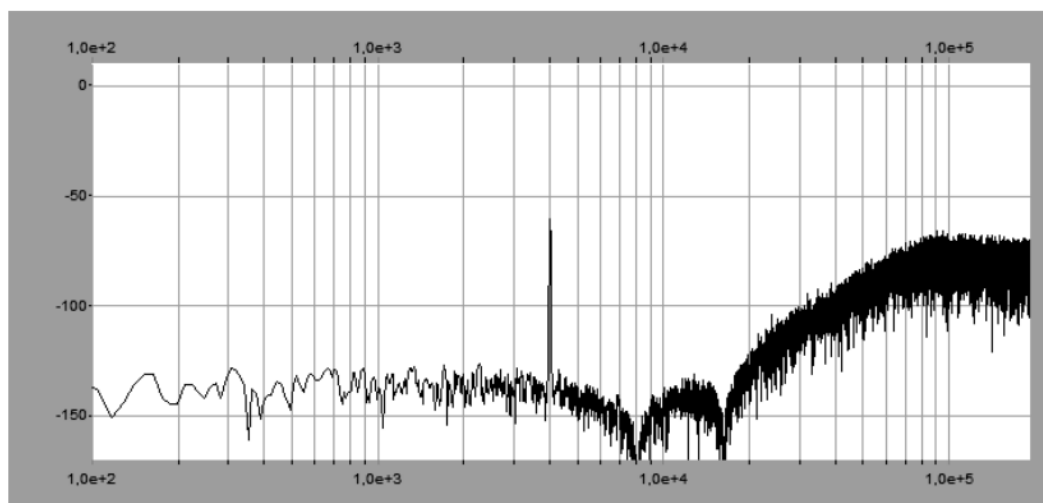
Figure 5: Waveforms in figure 4

Функция петли обеспечивает лишь ограниченное ослабление несущей составляющей ШИМ-сигнала. Остаточный сигнал криволинеен и, что более важно, зависит от сигнала. Для того чтобы модулятор был линейным по постоянному току, наклон разностного сигнала в области пересечения должен оставаться

постоянным по индексу модуляции. В отсутствие обратной связи этому условию автоматически удовлетворяет треугольная волна. Обратите внимание, что компаратор не интересуется тем, что делает сигнал за пределами пересечений. Не обязательно, чтобы наклон разностного сигнала был линейным, хотя, конечно, этого было бы достаточно.

4.2. Variable bandwidth in double-edged PWM

То, что линейность оставляет желать лучшего, также видно при сравнении внеполосных шумов при больших (график 4) и малых (график 5) индексах модуляции.



Plot 5: Same as plot 4, but with a -61dB stimulus applied.

Этот эффект частично, но не полностью, объясняется нелинейностью модулятора по постоянному току. При низких индексах модуляции фронты приблизительно эквидистантны, а эффективная частота дискретизации вдвое больше f_s . При высоких индексах модуляции края сближаются попарно, увеличивая избыточность. При 100-процентной модуляции эффективная частота дискретизации снижается до одного раза в f_s . Контур фактически пытается управлять системой с полосой пропускания, зависящей от сигнала. Это также вносит искажения, которые меньше, чем искажения, вносимые нелинейностью постоянного тока

нелинейности, но зависят от частоты. Они обязательно проявятся, если решать только проблему линейности по постоянному току. Поддержание постоянной эффективной полосы пропускания модулятора требует, чтобы не восходящий фронт знал, что делает нисходящий

фронт [5]. Конечно, самый простой способ добиться этого - не модулировать один фронт вообще, так что мы можем безопасно игнорировать его [6].

5. MODIFYING THE FEEDBACK SIGNAL

Возможность игнорировать немодулированный фронт в одностороннем модуляторе одновременно является ключом к сохранению пульсаций более постоянными по амплитуде и фазе по сравнению с модулированным фронтом.

Односторонний ШИМ-сигнал можно разделить на две ступеньки.

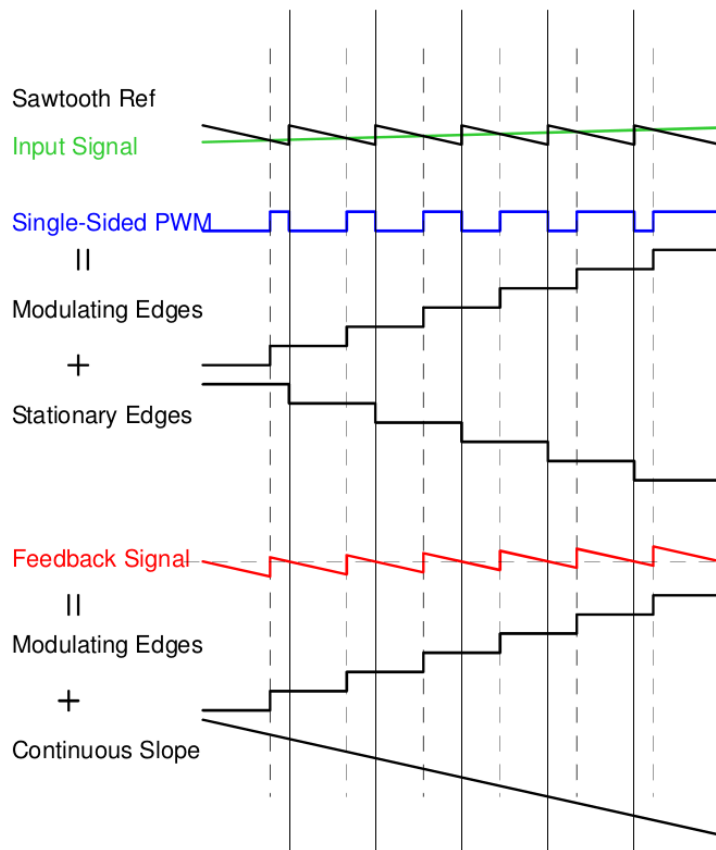


Figure 6: Breakdown of a single-edged PWM signal into two staircases

Одна лестница состоит только из восходящих (модулированных) фронтов, другая - из нисходящих (немодулированных). Немодулированная лестница не содержит никакой информации и с тем же успехом может быть заменена непрерывным линейным наклоном. Затем сигнал снова складывается. За исключением f_r и его гармоник, сигнал полностью идентичен исходному ШИМ и может быть использован в качестве сигнала обратной связи вместо него. Модифицированный сигнал представляет собой псевдозубчатую волну, ступени которой совпадают с модулированными фронтами исходного ШИМ. Нулевые пересечения сигнала совпадают со стационарными фронтами. Эта изначально неочевидная особенность значительно

упрощает реализацию.

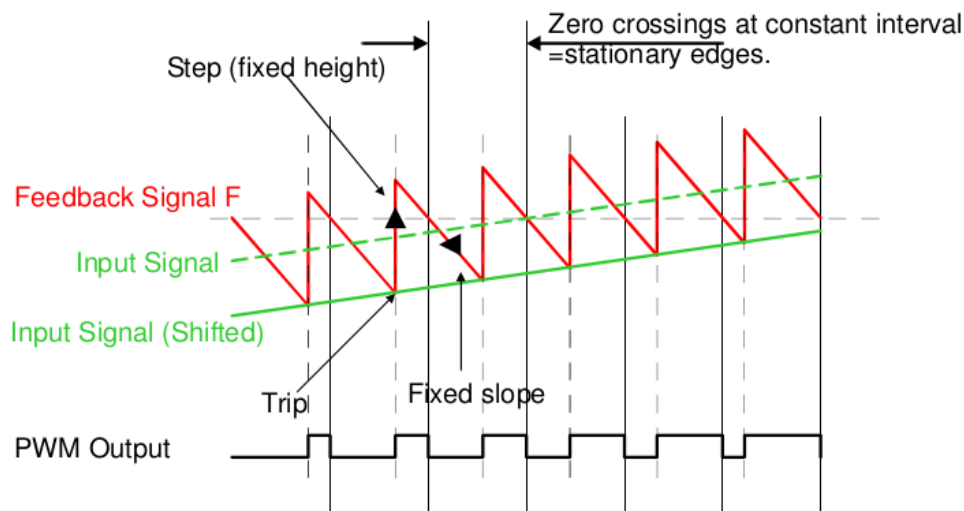


Figure 7: Direct generation of pseudo-sawtooth feedback signal. Subsequent derivative of PWM

Вместо того чтобы проходить процесс сравнения управляющего сигнала C с пилообразным, а затем удалять стационарные фронты из результирующего ШИМ, псевдо псевдозубчатый сигнал генерируется непосредственно из C и ШИМ на его основе.

Входной сигнал смещается на величину, равную половине размера шага. Отношение наклона к размеру шага задает fr . Псевдо-пильный сигнал F генерируется с помощью счетчика, который декрементируется на единицу каждый такт и увеличивается на величину шага при пересечении с входным сигналом. ШИМ-сигнал формируется путем нарезания F .

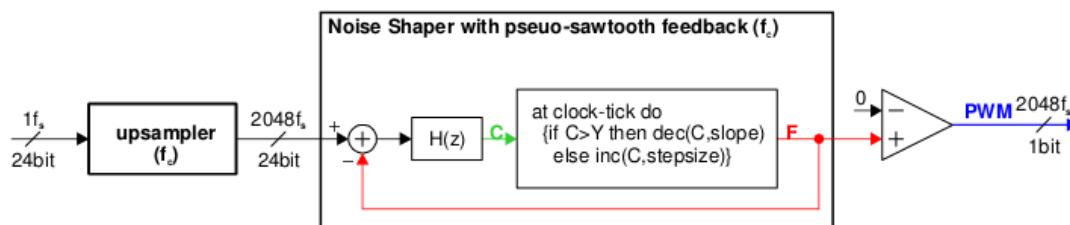


Figure 8: Direct generation of “pseudo-sawtooth” feedback signal inside a delta-sigma loop.

График работы замкнутого контура показывает, что остаток теперь имеет почти постоянную форму и амплитуду, а его постоянная фазовая зависимость от момента выборки очевидна.

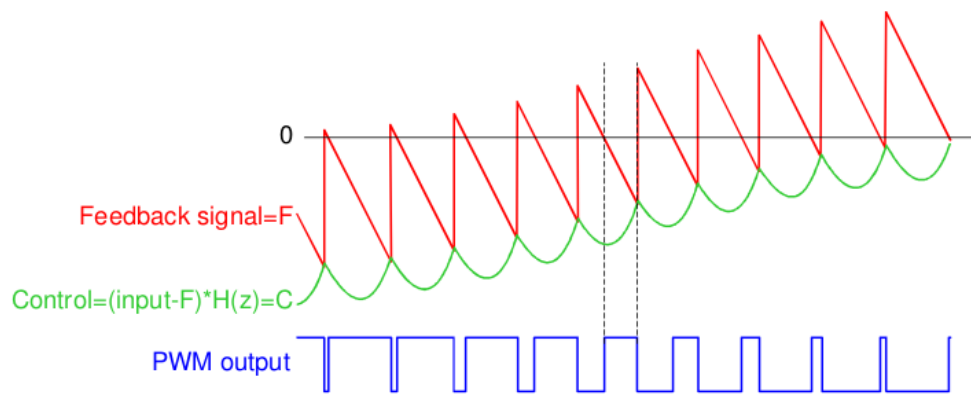
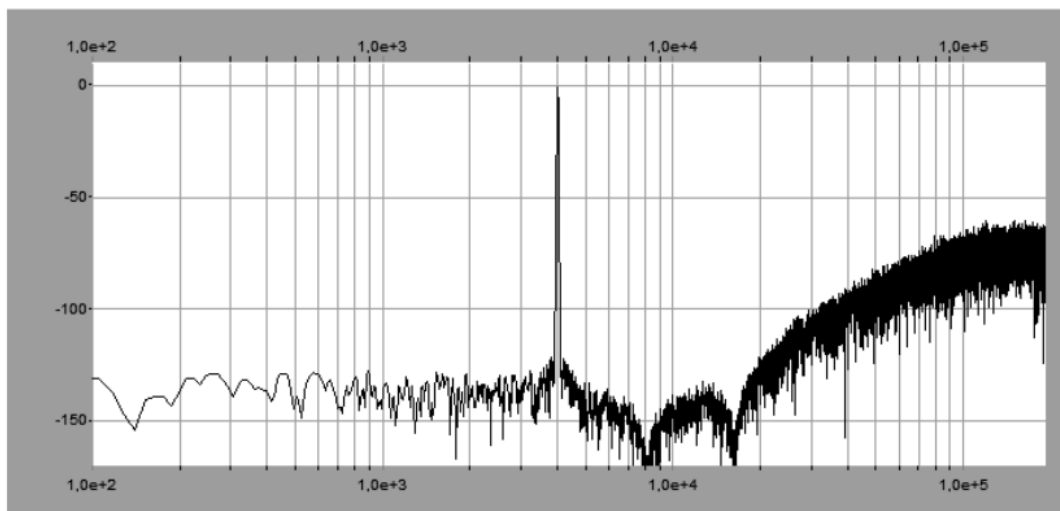


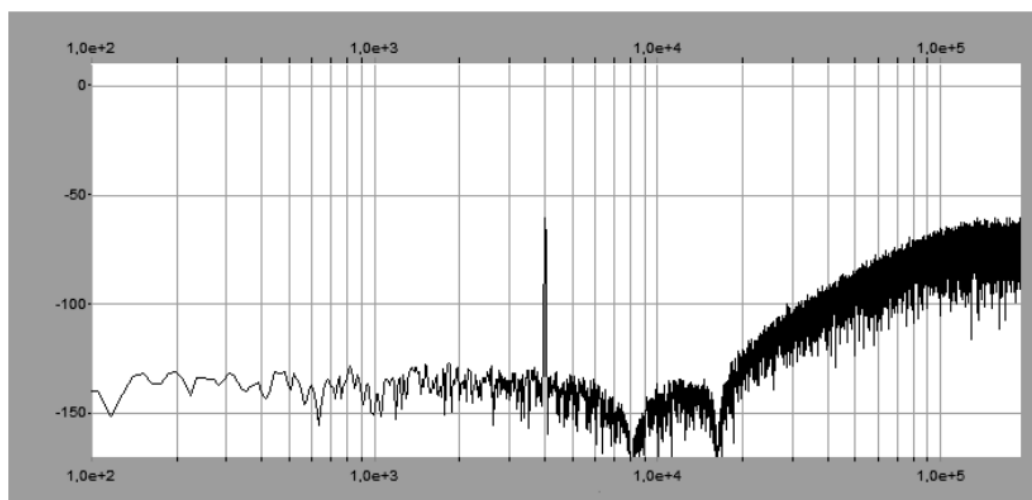
Figure 9: Control signal, pseudo-sawtooth and PWM with the loop closed.

Теперь выполняются два условия линейности: интервал между моментами выборки очень постоянен, а наклон входа компаратора одинаков при каждом пересечении. В качестве бонуса псевдопилообразный сигнал не ограничен по амплитуде. ШИМ-сигнал обрывается, когда псевдопилообразный зубец перестает иметь нулевые пересечения, но это происходит вне контура. Эта схема модулятора никогда не перегружается. На графике 6 показан спектр выходного сигнала.



Plot 6: Output spectrum of figure 8 with a -1dB stimulus applied

Функция контура идентична той, что использовалась на рисунке 4. Все продукты искажений исчезли из поля зрения. Сравнение спектра шума со спектром, полученным при небольшом входном сигнале (график 7),



Plot 7: Same as plot 6 with -61dB stimulus.

подтверждает, что коэффициент усиления и полоса пропускания контура действительно абсолютно постоянны.

Следует отметить, что формирователь шума фактически относится только к реальным (зависящим от сигнала) моментам выборки и не ссылается на равномерно распределенную область выборки f_r . В идеале это потребовало бы, чтобы фильтр повышающей дискретизации производил выборки с частотой f_s . На практике производительность не страдает, если используется линейная интерполяция от f_r вверх.

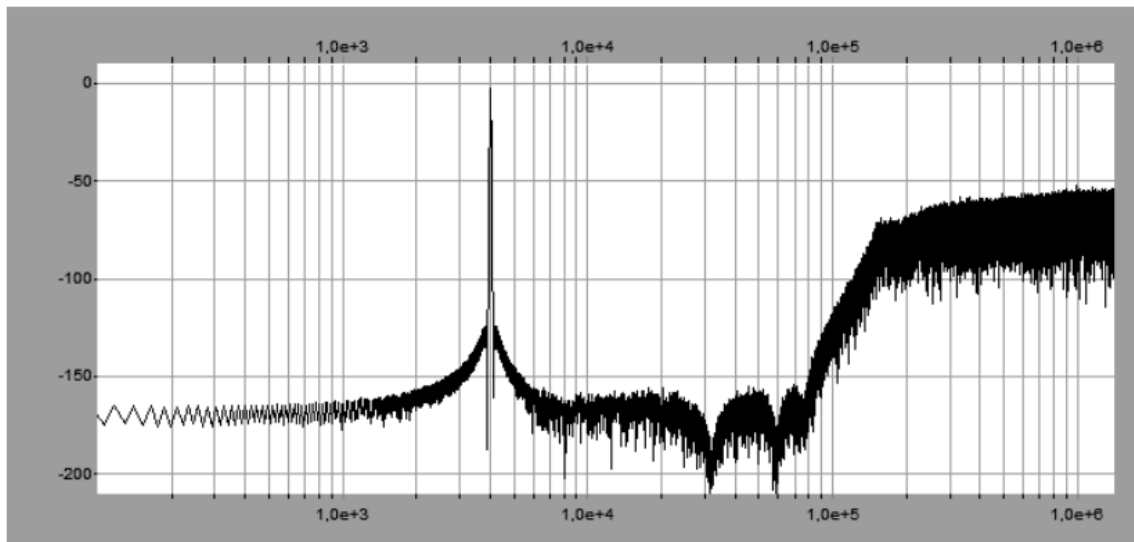
Сложность модулятора тока идентична оригинальной схеме обратной связи ШИМ, т. е. около 3 тыс. логических вентилей.

6. A PROTOTYPE DESIGN FOR SMALL-SIGNAL D/A CONVERSION

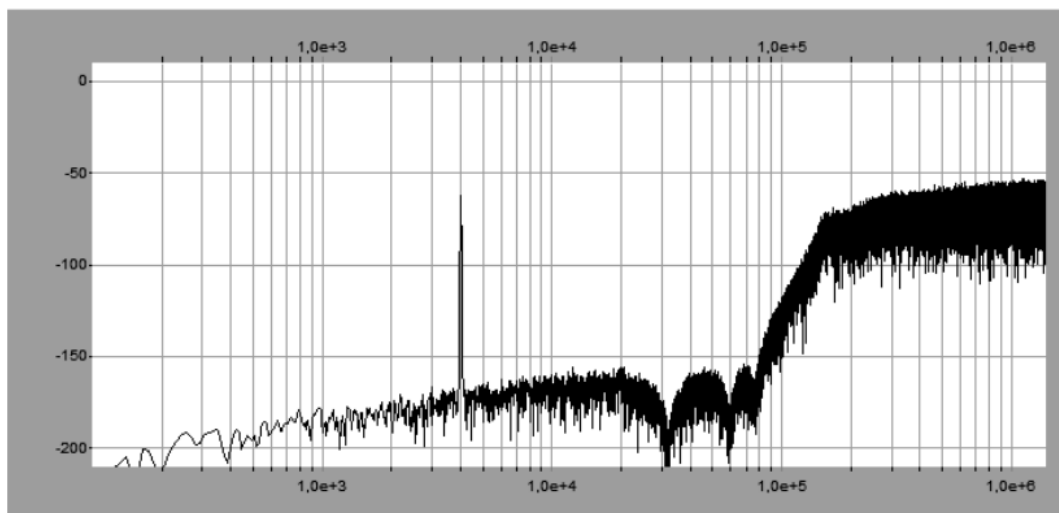
Как уже говорилось, эти усилия довольно бессмысленны, если планируется использовать их для питания усилительного каскада. Однократная модуляция и очень низкие искажения могут быть использованы в каскадах непрерывного преобразования малого сигнала в цифровой сигнал. Реализация, ориентированная на это будет иметь более высокий f_r и более низкий f_s . Образец конструкции работает при $f_s=49,152$ МГц и $f_r=2,8224$ МГц.

Для очистки частот ниже 80 кГц используется шумоформирователь 7-го порядка, обеспечивая полную совместимость с 192 кГц. Дизайн представляет собой наихудшую реализацию с конвейерной задержкой на каждом интеграторе и однобитовыми коэффициентами.

На графиках 8-11 показаны выходные спектры этой конструкции при различных условиях сигнала. На графике 8 доминирует шумовой фон, вызванный оконными артефактами.



Plot 8: 7th order, $f_r=2.8224\text{MHz}$, $f_c=49.152\text{MHz}$ noise shaper with -2dB stimulus applied



Plot 9: Same as plot 8, -62dB stimulus applied.

Полученные характеристики можно суммировать как:

- THD+N (полоса пропускания 20 кГц) < -135 дБ
- THD+N (полоса пропускания 80 кГц) < -129 дБ

Получение согласованных характеристик от аналоговой схемы считается очень сложным, но не невозможным.