

[Входной усилитель](#)
[Синхронный детектор и усилитель DC](#)
[Канал АС. Фильтр движения](#)
[Детектирование цели](#)
[Дискриминация металлов](#)
[Баланс земли](#)

К сожалению, просмотрев гору информации, можно сделать печальный вывод – тема себя практически исчерпала. Последнее время почти нет новых патентов в этой области, а фирмы-производители выпускают клоны известных приборов. Пик активности приходится на 80-е года прошлого столетия. Еще один всплеск интереса к металлодетекторам, но уже поменьше, связан с переводом старых схем на микропроцессоры.

Все это касается поиска новых принципов работы и новой схемотехники приборов. К практике это имеет слабое отношение, так как именно в настоящее время мы наблюдаем пик интереса к металлодетекторам со стороны поисковиков-любителей. Это понятно - работать никому не хочется, в лотерее дурят, а тут можно выкопать прямо из земли на хлеб с маслом :-)

Большую часть схем можно найти в интернете, посетив сайты и форумы «кладоискателей». Самое интересное скрыто в патентной базе – например, <http://patft.uspto.gov/>. Если Вы знаете технический английский, то вперед, там много интересного. Или беритесь за ремонт металлодетекторов – и много нового узнаете, и схемами разживётесь :-)

[Входной усилитель](#)

[К началу страницы](#)

Давайте сразу отбросим схемы на «рассыпухе» - так на жаргоне схемотехников называются устройства, собранные на отдельных транзисторах, - когда можно применить интегральные микросхемы. Не такие уж высокие требования предъявляются к металлодетекторам, чтобы нельзя было подобрать дешевый и надежный операционный усилитель (ОУ).

Как правило, входной усилитель (он же приёмник), собран на одном-двух малошумящих ОУ. Схема включения зависит от конструкции датчика, его частоты и напряжения питания.

На рисунке ниже приведена типовая схема входного усилителя для датчика с резонансным контуром приёмника.

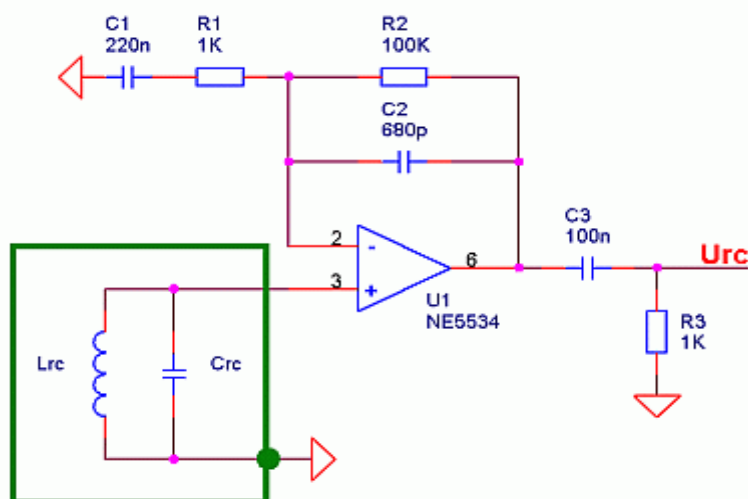
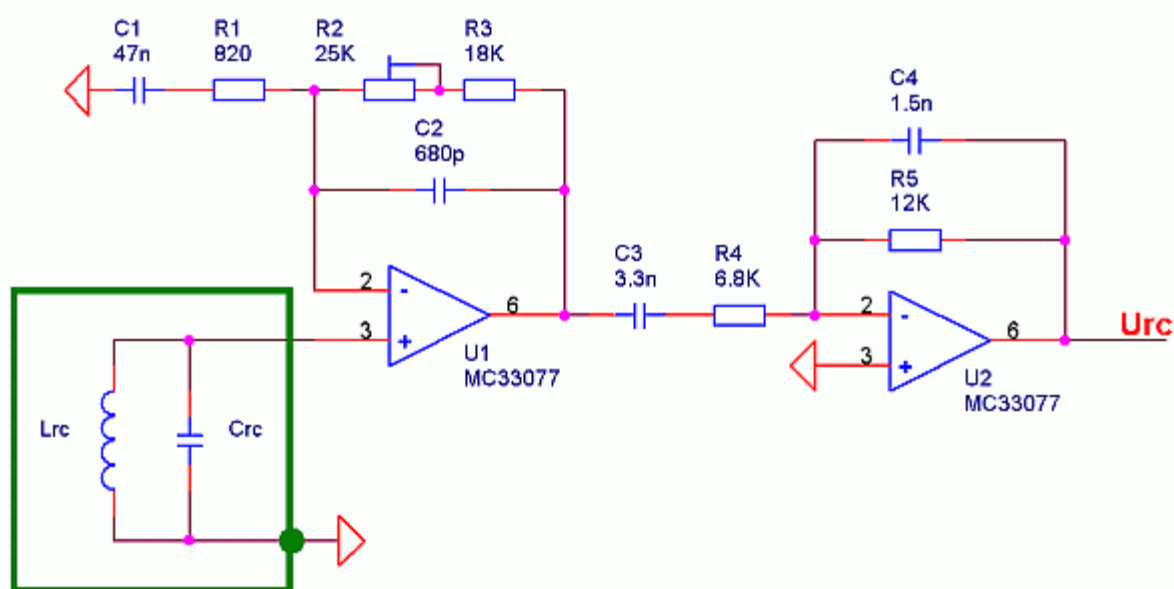


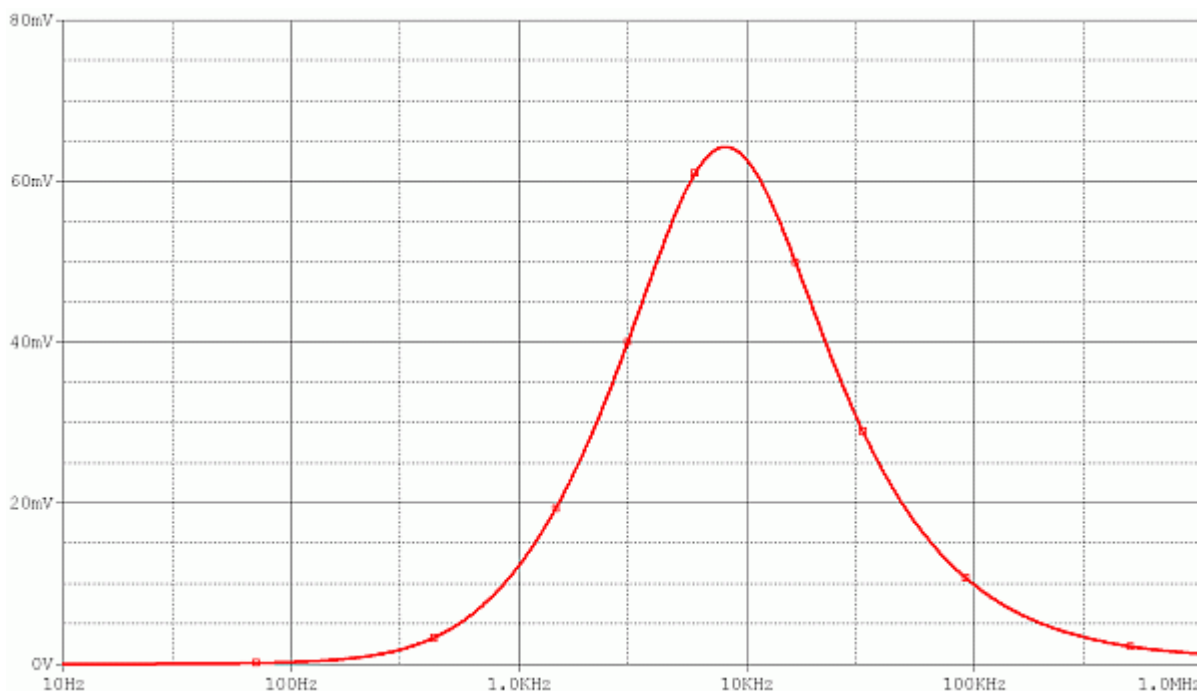
Схема представляет собой полосовой усилитель первого порядка (BPF1), максимум усиления которого должен совпадать с рабочей частотой датчика. Но не обязательно, так как часто емкостями регулируют фазовые сдвиги для балансировки СД.

С небольшими вариациями такая схема переключивается из одного прибора в другой. Меняются только номиналы резисторов и конденсаторов, определяющих коэффициент усиления ($K=R2:R1$) и частотную характеристику в области низких ($C1$) и высоких ($C2$) частот. Цепочка $R3C3$ дополнительно ослабляет усиление в области низких и инфранизких частот и устраняет постоянную составляющую сигнала. Очень часто такой фильтр вообще отсутствует.

Часто встречается двухкаскадный усилитель. Типовая схема такого усилителя приведена на рисунке.



Типовая амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) приёмника выглядит примерно так, как показано на рисунке ниже.



На выходе приёмника мы имеем сигнал, который описывается следующим выражением:

Здесь U_{Lrc} – сигнал на катушке приемника.

d - сдвиг фазы, зависящий от конструкции датчика.

τ - сдвиг фазы элементов схемы приемника.

Как правило, при конструировании металлодетектора, за основу берется схема однокаскадного усилителя... если честно, я хотел сказать – копируется один к одному :-). В принципе, ничего в этом плохого нет, если амплитудно-частотная характеристика усилителя соответствует параметрам датчика.

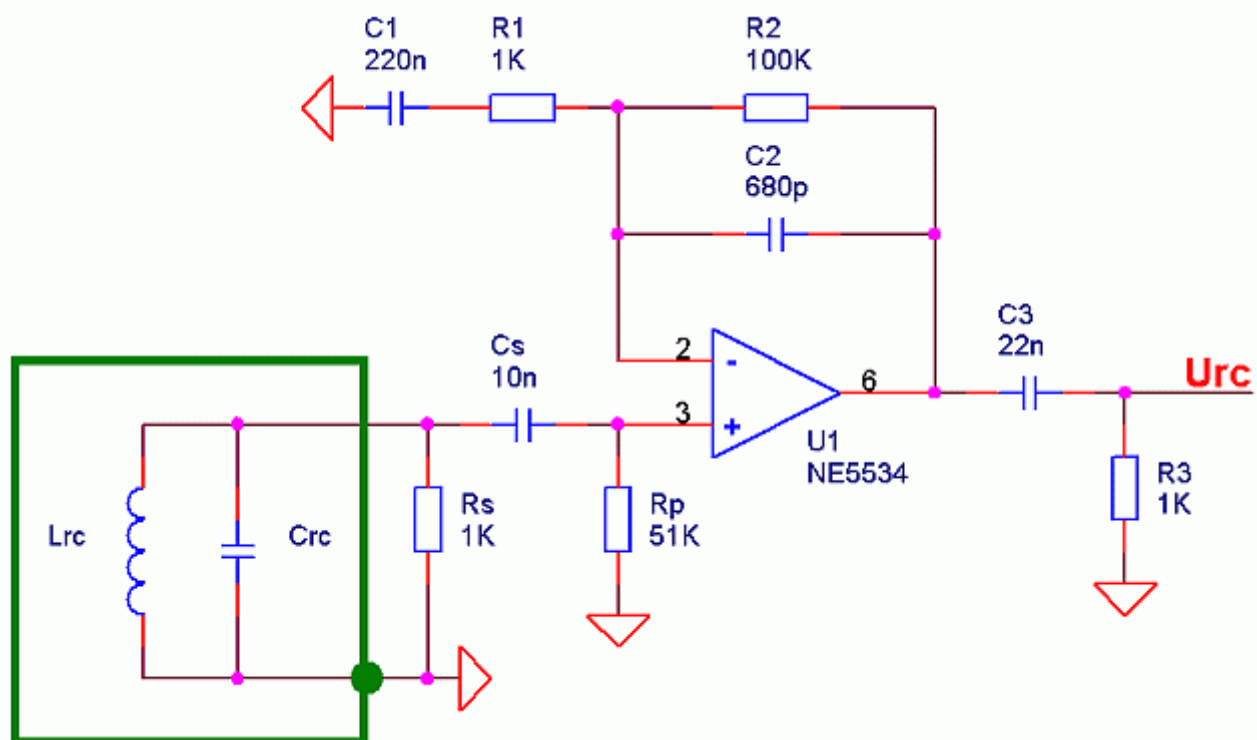
Но, как всегда, тут есть нюансы и подводные камни...

Обратите внимание – катушка приемника включена так, что через нее течет входной ток ОУ. Как Вы знаете, при поиске датчик постоянно ударяется о камни, ветки и прочие предметы. Происходит механическое воздействие на систему катушек датчика, что приводит к модуляции основной частоты датчика «ударным» сигналом низкой или даже инфранизкой частоты. Или такой сигнал проникает через входные цепи усилителя. И если АЧХ приемника имеет недостаточное ослабление в области низких частот (единицы и десятки Герц), то металлодетектор будет отзываться на удары «писком», как на металл. Такой эффект возможен даже при покачивании датчика, укрепленного на штанге.

Такой же эффект возникает при неправильно сконструированном экране Фарадея. Если экран имеет низкое сопротивление, то он начинает поглощать слишком много энергии передатчика за счёт возникновения токов Фуко. И при ударах происходит модуляция приёмника. Здесь поможет только переделка экрана.

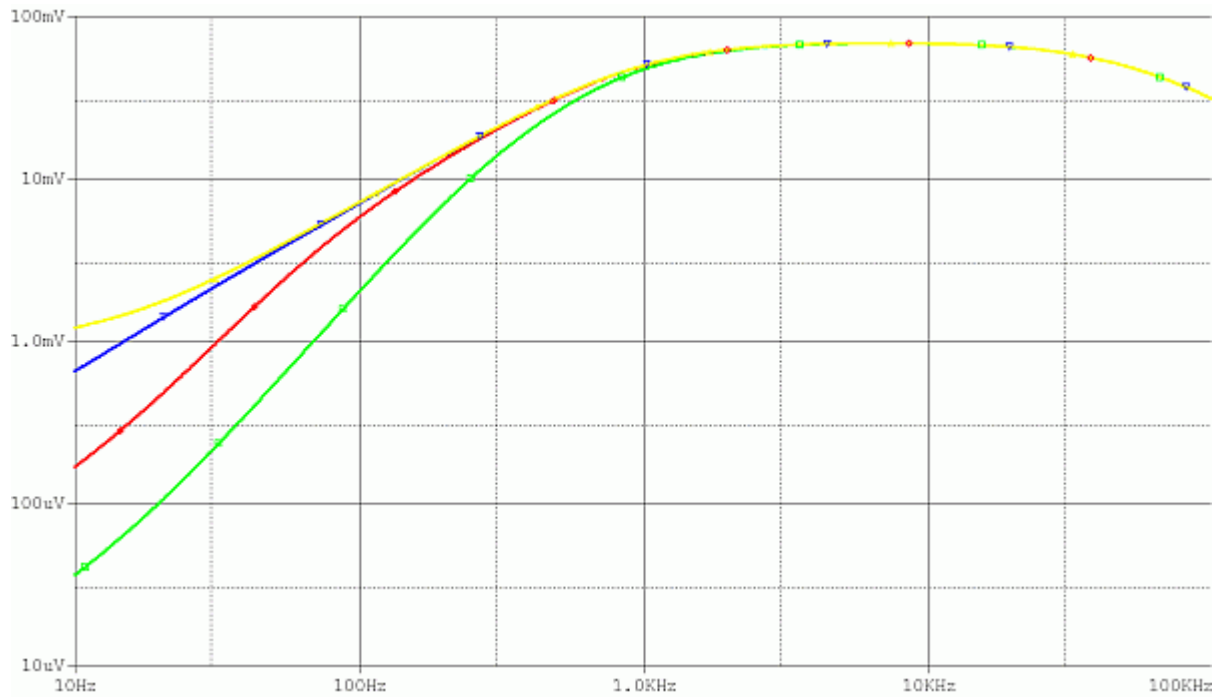
Бороться с явлением низкочастотной модуляции можно разными способами. Например, полностью залить катушки датчика эпоксидной смолой, для придания ему достаточной жесткости. Но такое решение заметно утяжелит датчик. Как правило, именно так поступают любители-конструкторы.

Проще дополнительно ослабить усиление приемника на низких частотах, что даст такой же эффект. Для этого надо правильно выбрать номиналы элементов, обязательно установить цепочку R3C3 и, возможно, применить входной разделительный конденсатор. Кроме того, значительно ослабить проникновение помех можно за счет применения более сложной (дифференциальной) схемы синхронного детектора. Вот схема такого приемника.



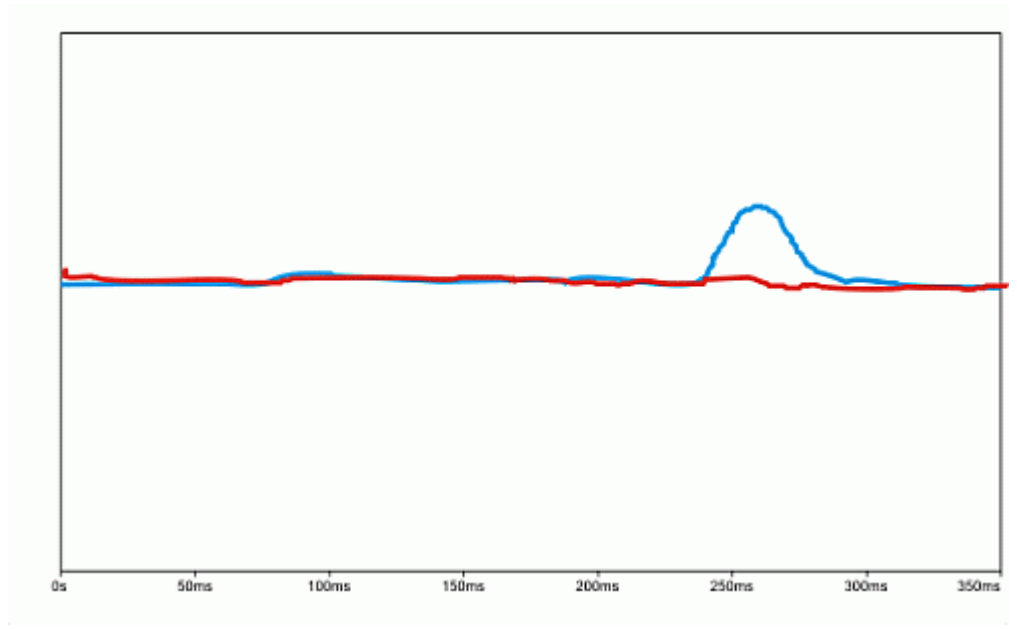
Здесь уменьшен номинал конденсатора C3, введен разделительный конденсатор Cs и резистор Rp, обеспечивающий работу ОУ по постоянному току. Можно так же шунтировать контур приёмной катушки датчика резистором Rs.

Ниже приведена АЧХ приёмника, которая иллюстрирует сказанное.



Желтая диаграмма соответствует случаю, когда цепочка R3C3 не установлена. Синяя – слишком большому значению C3 и красная – при оптимальном значении C3. Зеленая диаграмма соответствует случаю, когда применен разделительный конденсатор Cs. Как видите, на основной рабочей частоте усиление приёмника не изменяется.

На рисунке показана сигнал на выходе синхронного детектора при ударе датчика о камень.



Синяя диаграмма иллюстрирует проникновение сигнала от удара в тракт усиления металлодетектора для не оптимизированной схемы приемника. Красная диаграмма соответствует реакции на такой же удар для модернизированной схемы. И хотя сигнал от удара мал по амплитуде (как правило, несколько милливольт), его хватает, чтобы сработала схема опознавания и раздался звуковой сигнал. Это реальный сигнал, я его наблюдал на экране терминала связи с металлодетектором (компьютерный осциллограф). Сигнал пришлось усилить в 20 раз.

Считается, что для устранения этого неприятного эффекта достаточно применить более сложный синхронный детектор, собранный по дифференциальной схеме. Но

практика показала, что и он не полностью подавляет паразитный сигнал. Для этого требуется применять детали с подобранными параметрами.

Как видите, не сильно модифицировав приёмник, можно избежать грязной и тяжелой операции по заливке датчика эпоксидной смолой.

Выводы

Если с датчиком всё в порядке, то следует использовать схему приёмника, показанную на первом рисунке. Она вполне подойдет и для микропроцессорного варианта металлодетектора.

Элементы Rs-Cs-Rp целесообразно использовать только в случае повышенной реакции датчика на удары.

Предварительное усиление по переменному току (AC) применяется практически в 100% металлодетекторов. Мне известен лишь один прибор, в котором отсутствует приемник, а усиление сигнала производится только по постоянному току.

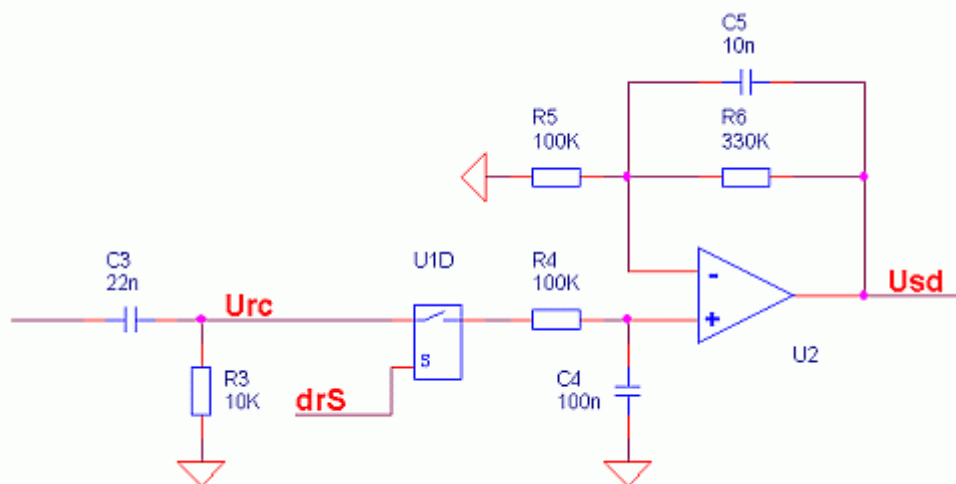
Вы видели схемы, в которых использованы старые ИМС. Споры нет, они все еще применяются. Но только при питании МД от напряжения 8 В и выше. Однако современные приборы питаются от напряжения 5В, иногда и 3.3 В. Для этих схем есть дешевые и хорошие ИМС, например TS971, TS972, TS922, LMV721 и другие. Их цена около 4-6 грн, но никак не 50 грн, как у AnalogDevice, например.

Синхронный детектор и усилитель DC

[К началу страницы](#)

Второй, практически обязательный к использованию :-), узел металлодетектора. Это не удивительно – именно синхронный детектор позволяет выделить полезный сигнал на фоне очень сильных помех. Это настолько типичный узел, что мне довелось встретить единственное решение, где не использована схема синхронного детектора в привычном виде. Это широко известный в узком кругу любителей :-)) проект микропроцессорного металлодетектора Robert'a Hoolko. Впрочем, сейчас многие металлодетекторы используют Цифровую Обработку Сигналов (ЦОС) - там есть только приёмник, все остальные узлы реализованы программно.

В большинстве схем используется простейший синхронный детектор. Он, насколько мне известно, обладает лишь одним существенным недостатком – пропускает на выход постоянную составляющую сигнала, из-за не симметричности своей схемы. Однако, эта схема применяется и в простых, и в самых сложных МД. Я тоже ее применяю и не заметил никаких проблем, связанных с проникновением постоянной составляющей в канал DC.



Синхронный детектор представляет собой ключ (элемент U1D), который замыкается синхронно с детектируемым сигналом. Отсюда и его название. Управляется ключ сигналом drS. Если мы будем замыкать ключ в точно известные периоды времени – например, когда синусоидальный сигнал U_{rc} с выхода приемника имеет положительное значение, - и подадим его на интегрирующую цепочку R4C4 для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения, то получим синхронный однополупериодный выпрямитель.

Выпрямленный сигнал поступает на усилитель, который производит дополнительное сглаживание пульсаций и представляет собой обычный фильтр низких частот первого порядка (ФНЧ, LPF). Правильнее было бы использовать фильтр более высокого порядка, но и так всё работает, поэтому никто и не заморачивается сложными схемами J.

Такая же схема применяется и для второго канала металлодетектора. Если управляющие сигналы сдвинуты на 90° , то на выходах синхронных детекторов получим разделенные сигналы для активной и реактивной составляющих. В практике металлодетектирования к таким сигналам прибавляют, соответственно, индексы X и Y. Сигналы управления можно назвать, например, drX и drY. Выходные сигналы – sdX и sdY.

$$sdX = \frac{U_{rc} \cdot \sin(t)}{2\pi}$$
$$sdY = \frac{U_{rc} \cdot \cos(t)}{2\pi}$$

Добротность и полоса пропускания синхронного детектора меняются в очень широких пределах, достаточно лишь изменить параметры интегрирующей цепочки R4C4. С помощью такого простого устройства можно получить добротность в несколько тысяч и полосу пропускания в доли герца. Но давайте спустимся с заоблачных теоретических высот и поговорим о наблевшем.

И опять, как и в случае приёмника, нельзя просто так напаять детали, просто «передрав» схему какого-нибудь «Фишера». Казалось бы всё просто – взмахнул датчиком, прибор запищал, - и выкапывай горшок с царскими червонцами! Ну не получается так просто...

Во-первых, давайте разберёмся, зачем вообще знать о полосе пропускания синхронного детектора. Как мы знаем, отделение мух от котлет :-), а точнее, мешающего сигнала земли от полезного сигнала предмета происходит по частотному принципу. Из практики мы знаем, что сигнал от разных кочек и ямок лежит в частотном диапазоне от постоянного тока до $2\div 3$ Гц. Частотный диапазон сигнала от предмета поиска зависит от нескольких причин (например, от размеров датчика и скорости маха) и лежит в более высокочастотной области, примерно от 4 до 16 Гц. Только это и позволяет находить монетки в земле без особого труда.

Вот вам и параметр для расчета интегратора синхронного детектора. Давайте подставим в формулу для расчета полосы пропускания это значение и посмотрим, что получится.

Вот формула для расчёта полосы пропускания:

$$\Delta F = \frac{1}{2\pi RC}$$

Преобразуем эту формулу...

$$RC = \frac{1}{2\pi\Delta F}$$

... заменим R=R4, C=C4 и посмотрим, что получится.

$$R4C4 = \frac{1}{2 \bullet 3.14 \bullet (16 - 4)} = 13 \bullet 10^{-3}$$

Примем R4=51K или $51 \bullet 10^3$ Ом и подставим это значение в формулу

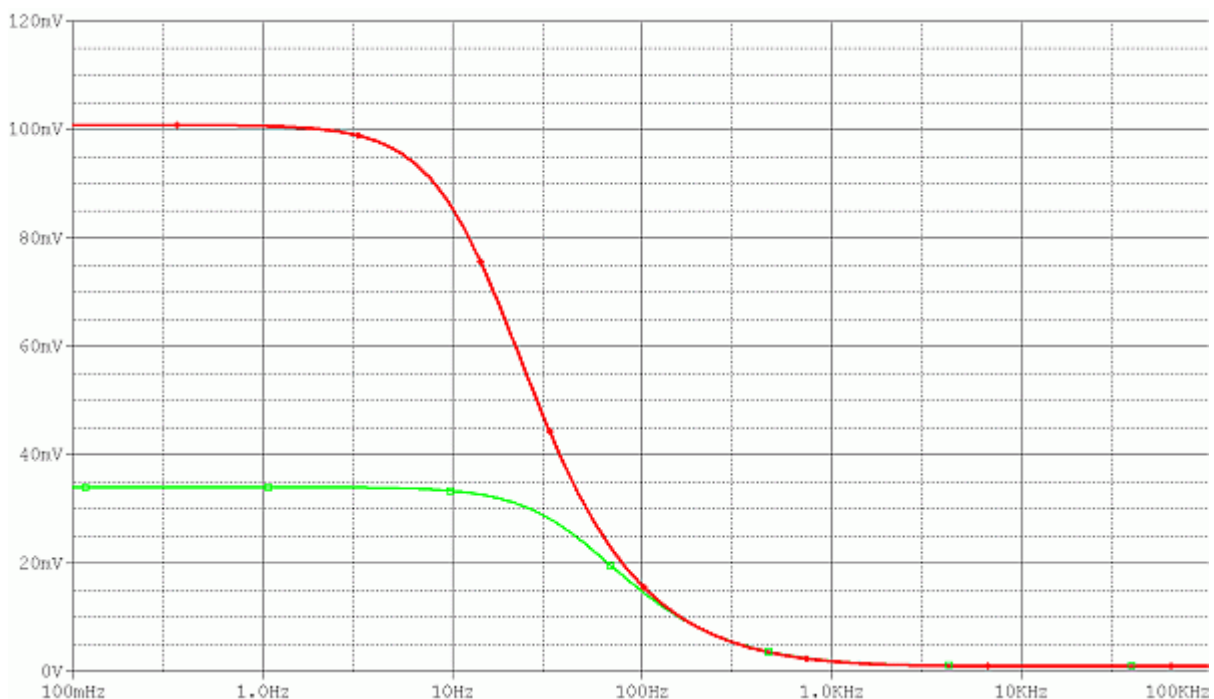
$$R4 = \frac{13.3 \bullet 10^{-3}}{51 \bullet 10^3} = 0.26 \bullet 10^{-6} \phi$$

Или 260нф. Примем C4=220нф.

Практически это означает, что, если Вы запаяете R4=100K а C4=470п, то для того, чтобы не потерять чувствительность, нужно уменьшить скорость взмаха датчиком в четыре раза. Кроме того, сигнал приобретет неприятный выброс отрицательной (по отношению к полезному сигналу) полярности. Этот выброс может вызвать вторичное срабатывание схемы МД.

Но и меньшие номиналы (раз в четыре) применять нельзя. Тогда чувствительность МД придется на зону помех от ударов датчика. Не так все и просто...

Во-вторых, нужно убедиться, а правильно ли рассчитана схема усилителя синхронного детектора. Для нормальной работы полоса среза ФНЧ должна лежать выше наиболее высокочастотного сигнала от цели. Так как самая высокая частота у нас 12-16Гц, то и ФНЧ должен рассчитываться на эту частоту. Для расчета фильтров существует великое множество платных и бесплатных, а в последнее время даже интерактивных программ. На рисунке зеленым цветом показана правильная АЧХ для выбранных номиналов компонентов.

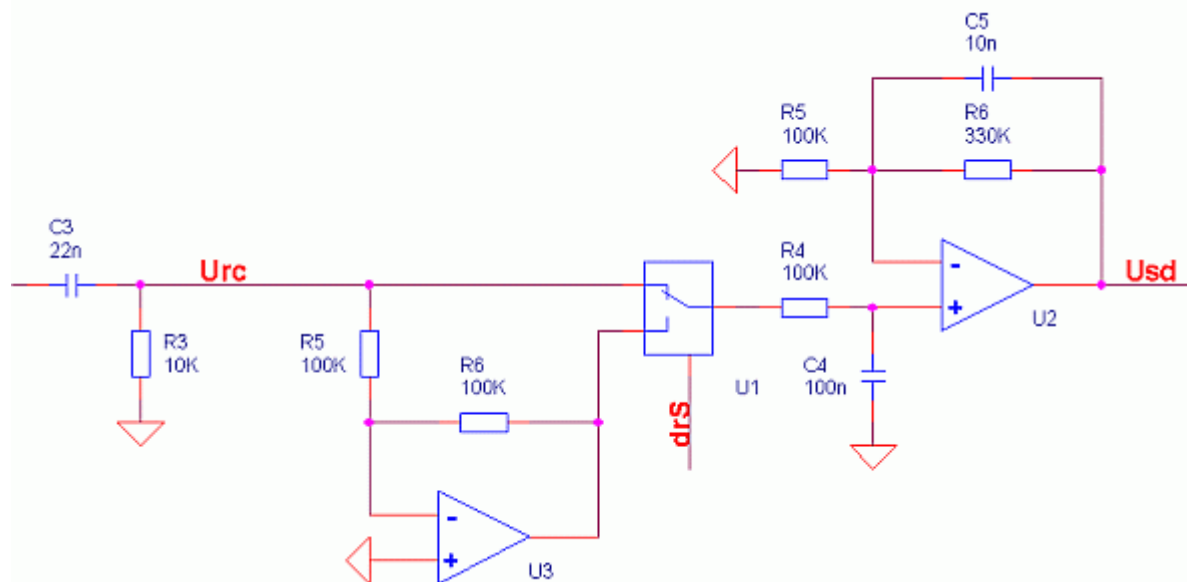


Если Вы захотели увеличить усиление, то делать это нельзя, увеличивая номинал R6. Иначе уменьшится частота среза фильтра. Такой случай показан на рисунке выше,

диаграмма красного цвета. Как видите, частота среза фильтра уменьшилась с 16Гц до 4Гц. В таком случае нужно либо пропорционально уменьшить номинал C5, либо уменьшить R5, не трогая R6C5.

Обратите внимание на соотношение емкостей входного C3 и интегрирующего C4 конденсаторов. Как правило, C3 имеет емкость на порядок меньшую, чем C4. Это обеспечивает дополнительное подавление на инфранизких частотах и уменьшение пульсаций выпрямленного напряжения.

Последнее время приобрела популярность схема двухполупериодного синхронного детектора.



Дополнительный инвертор на ОУ U3 и SPDT ключ U1 обеспечивают двухполупериодное выпрямление входного сигнала. Требования к точности резисторов снижены – по сути, только R5 и R6 должны иметь точность 1%, чтобы обеспечить коэффициент передачи точно -1.

Такую схему синхронного детектора чаще всего используют в современных металлодетекторах на микропроцессорах. Причём ФВЧ R3C3, как правило, отсутствует - так как такой СД достаточно хорошо подавляет постоянную составляющую сигнала.

Выводы

Желательно использовать схему, приведенную на последнем рисунке. Хотя я лично применяю простую схему СД...

Более подробно с принципами работы синхронного детектора можно ознакомиться, прочитав статью Г.Петина «Ключевой синхронный детектор» в третьем номере журнала «Схемотехника» за 2003г.

Канал АС. Фильтр движения

[К началу страницы](#)

Казалось бы, усиленный сигнал с синхронного детектора достаточно подать на компаратор и, если напряжение превысит некий порог – металл найден. Оно то так, только комфортным такой поиск назвать трудно. Небольшое изменение степени минерализации почвы или ямка приведет к тому, что металлодетектор выдаст ошибочный сигнал. Поэтому сигнал непосредственно с синхронных детекторов используется только при специфических режимах поиска – например, пинпойнте (точное определение расположения объекта).

Можно, конечно, ввести обратную связь и отслеживать уровень минерализации почвы, но эта обратная связь превратит усилитель в фильтр высокой частоты (ФВЧ, HPF). Я сам когда-то сделал подобный МД. Он имел нормальную чувствительность, причем на воздухе и в почве она была одинакова. Сигнал почвы пропускаться через ФНЧ и его сигнал использовался для компенсации СД. Получился ФВЧ с временем установления несколько секунд.

И приемлемый коэффициент усиления, используя каскады с гальванической связью, получить тоже проблематично – будет мешать смещение каждого каскада по постоянному току, чем бы оно не было вызвано, - температурной нестабильностью ОУ или изменением минерализации почвы. Здесь так же потребуется постоянная балансировка каскадов по постоянному току (трекинг).

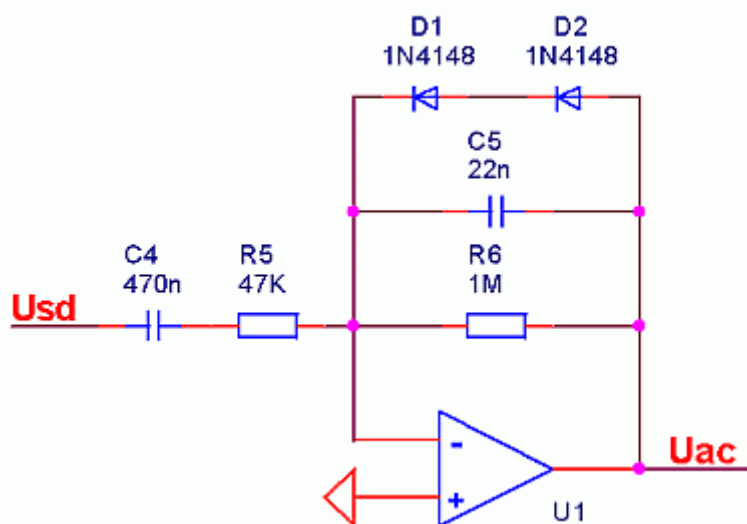
В общем, как ни крути, а проще сразу применить ФВЧ для усиления полезного сигнала от цели. Кроме того, как уже объяснялось ранее, и отделение мешающего поиску сигнала почвы от сигнала цели производится по частотному признаку.

Итак, мы пришли к тому, что основное усиление сигнала цели и фильтрация мешающих сигналов в современных металлодетекторах осуществляется фильтрами высокой частоты. Чтобы выделить полезный сигнал – напомним, его частотный диапазон расположен примерно от 3 до 16 Гц, - нужно применить полосовой фильтр (ПФ, BPF) на эту частоту. А чтобы убрать высокочастотные помехи, неплохо и ФНЧ добавить, с частотой среза не ниже 16 Гц. Всё вместе это называется «фильтр движения» (motionfilter).

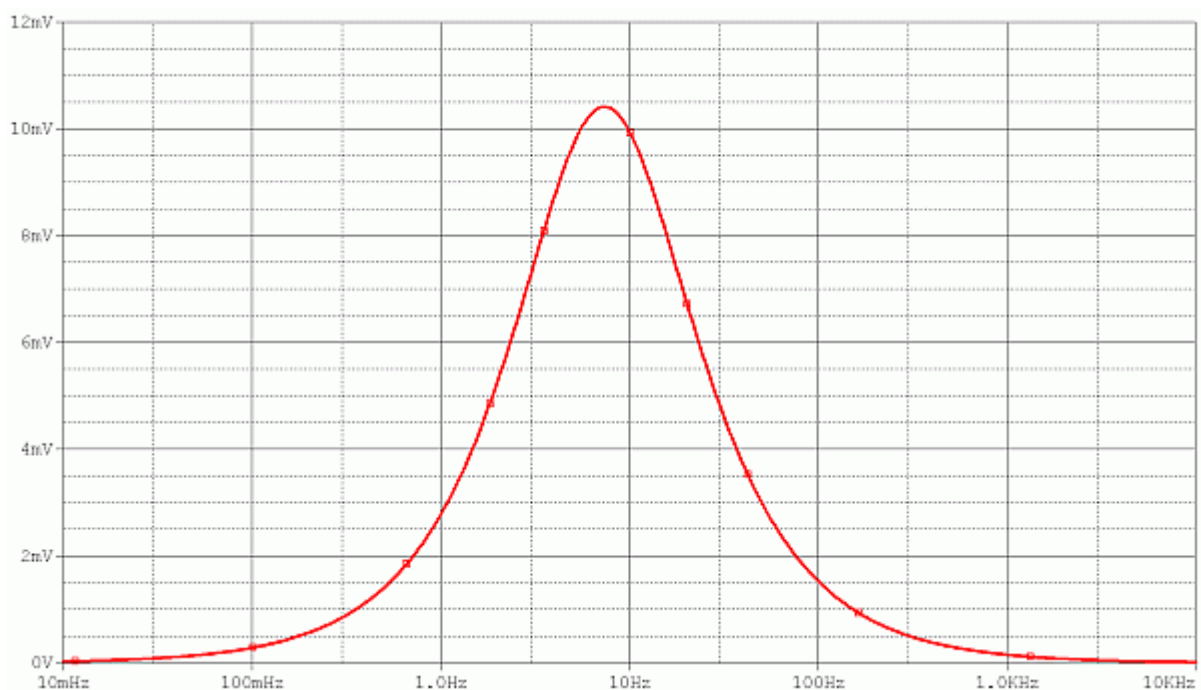
В общем, набор разных фильтров можно увидеть в подавляющем большинстве металлодетекторов. И чем шире этот набор, тем выше класс металлодетектора. Причем не играет особой роли, собраны эти фильтры на дискретных элементах или реализованы программно. Они должны быть обязательно. В цифровых МД есть такие же фильтры, только их "не видно", они реализованы программно.

Параметры фильтра зависят от геометрических размеров (диаметра) датчика и скорости его движения при поиске. Разумеется, если изменить скорость взмаха, то эти значения придётся пересчитать.

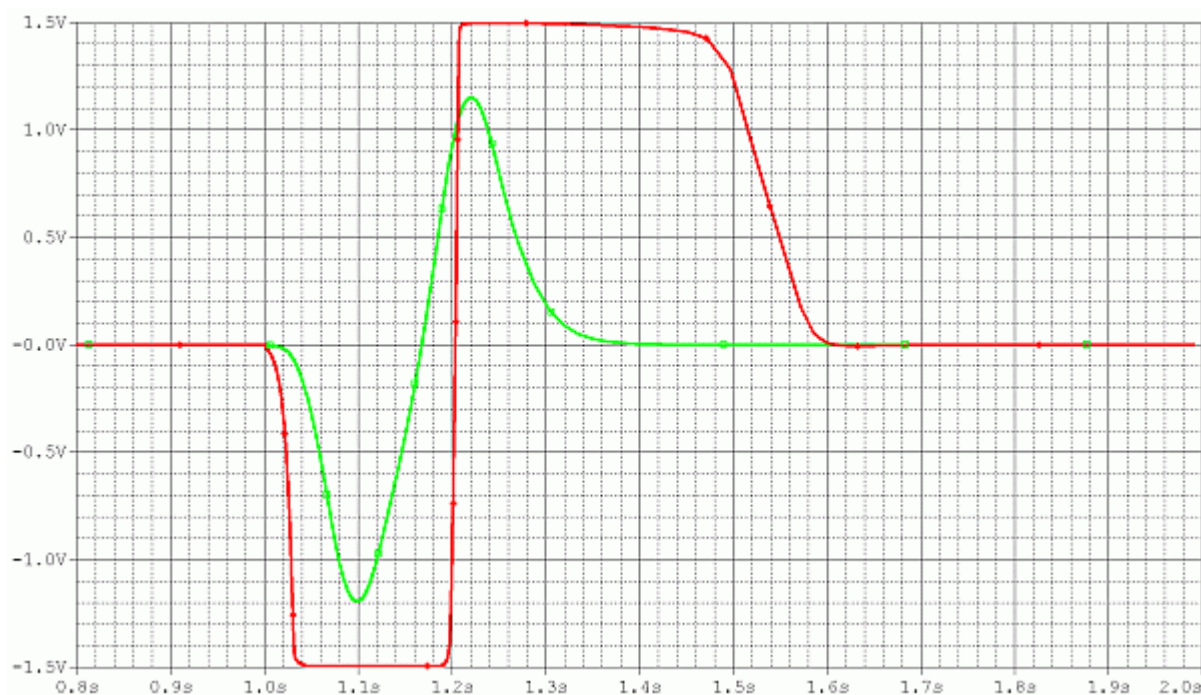
Итак, рассмотрим практические схемы фильтров движения. Схема простейшего фильтра, используемого в металлодетекторах White's серии Classic, приведена на рисунке ниже.



Он представляет собой полосовой фильтр, имеющий максимум усиления на частоте 8Гц. Его амплитудно-частотная характеристика приведена на рисунке ниже.



Один из недостатков таких фильтров – очень маленький динамический диапазон. При малых входных сигналах, порядка нескольких милливольт, все хорошо. Но стоит входному сигналу чуть-чуть увеличиться, как наступает ограничение сигнала. Для металлодетектора начального класса, не имеющего индикации VDI, это было бы не страшно – всё равно надо только «пискнуть» на металл. Но при больших сигналах одновременно увеличивается и время успокоения фильтра. На рисунке показана такая ситуация.



На рисунке диаграмма зеленого цвета соответствует нормальному по амплитуде входному сигналу, имеющему длительность около 200мс. Через 300÷330мс фильтр опять готов к работе. Но если сигнал большой, то наступает ограничение сигнала (ступеньки на диаграмме красного цвета) и фильтр долгое время не восстанавливает нормальный режим, т.е. входит в режим насыщения. На приведенной диаграмме время успокоения равно 600мс.

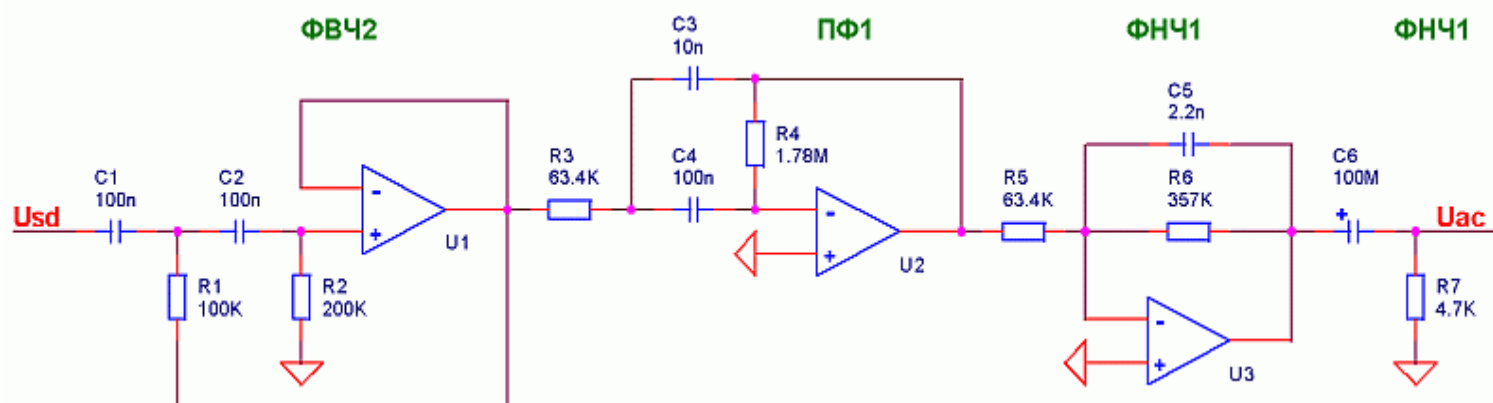
Чем это плохо? Давайте немного посчитаем. Предположим, что скорость маха составляет 1м в секунду. Значит, за 330мс датчик опишет дугу длиной 33см. В это время металлодетектор опознал предмет и выдал сигнал – это 200мс и ещё 130мс, или 13см,

он «успокаивался». Это мёртвая зона, и если под катушкой в это время находился еще один предмет, он будет пропущен.

Для большого сигнала дело обстоит ещё хуже. Длительность импульса от предмета осталась той же, а время успокоения возросло до 400мс. Итого получаем, что мёртвая зона увеличилась до 40см, то есть превышает в два раза полезную. Представляете, сколько мелких артефактов будет пропущено.

Несколько улучшить ситуацию можно за счет искусственного ограничения усиления для больших сигналов. Например, введя в цепь обратной связи усилителя (см. рис.3.11) диоды D1 и D2. Такая схема ограничения выходного напряжения имеет несколько разновидностей. Например, схема на рисунке выше работоспособна только для отрицательных сигналов. Если сигнал положительный, то полярность диодов нужно изменить на противоположную. Для разнополярных сигналов применяют встречное включение диодов. Их количество зависит от уровня входного сигнала. Напомним, полярность сигнала оценивается относительно виртуальной земли ОУ.

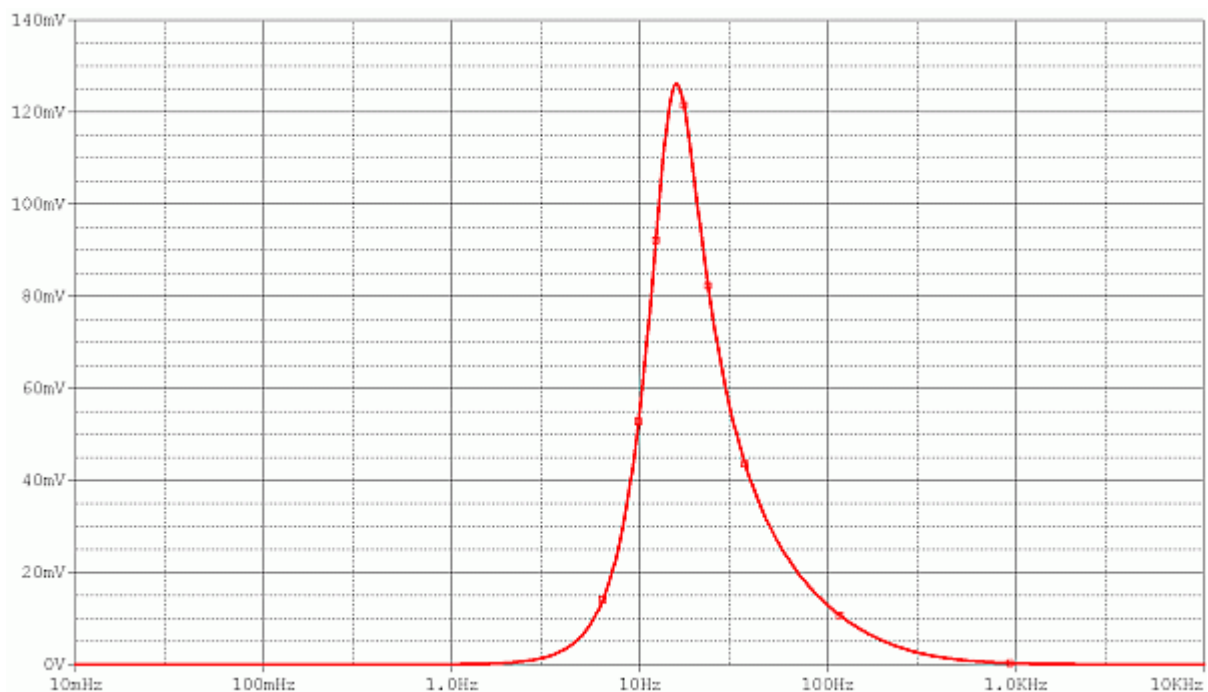
Для более «продвинутых» металлодетекторов используется другое решение. Фильтр делается многоступенчатым, состоящим из нескольких каскадов с небольшим коэффициентом усиления. Впервые такой фильтр применила фирма White's в металлодетекторах серий 3900 и 6000. Это решение оказалось настолько простым и удачным, что в том или ином виде применяется по сегодняшний день, даже в микропроцессорных приборах. Вот этот фильтр.



Как видите, он намного сложнее предыдущего. Но и преимуществ у него гораздо больше. За счёт применения трех каскадов усиление фильтра удалось увеличить в несколько раз (точнее, на несколько порядков). Это, в свою очередь, позволило сместить реакцию фильтра в более высокочастотную область – для уменьшения «мёртвой зоны» до нескольких сантиметров. Кроме того, у этого фильтра в десятки раз лучше подавление паразитного влияния почвы. Это, пожалуй, самое огромное преимущество. Давайте рассмотрим более подробно схемотехнику этого фильтра.

Первый каскад представляет собой ФВЧ второго порядка с коэффициентом усиления, равным +1. Сделано это намеренно, чтобы сразу и навсегда избавиться от сигнала почвы. Напомним, он может превышать по амплитуде сигнал от цели в десятки раз. Основное усиление сигнала осуществляется вторым каскадом, представляющим собой полосовой фильтр с центральной частотой около 16 Гц. Третий каскад представляет собой фильтр низких частот. Цепочка C6R7 устраняет смещение ОУ по постоянному току и представляет собой ФВЧ первого порядка с частотой среза доли герц. Без этой цепочки металлодетектор был бы неработоспособным, так как чувствительность компаратора металла (следующий каскад) составляет единицы милливольт, а смещение может быть на порядок больше.

Вот результирующая амплитудно-частотная характеристика фильтра.



А вот реакция фильтра на нормальный и большой сигналы.



Для анализа реакции фильтра и вычисления времени успокоения на его вход подавался колоколообразный сигнал разной амплитуды и длительностью 250мс. Как видно, время успокоения фильтра не превышает 150мс в самом худшем случае. Это значит, что потери от мертвой зоны не более 15см, при полезном сигнале 250мс (25см). Весьма неплохо.

На рисунке диаграмме зеленого цвета соответствует входной сигнал нормальной амплитуды. Красная диаграмма соответствует сильному сигналу, амплитуда которого в 100 раз больше нормального.

Из всего сказанного можно сделать вывод, не слишком связанный со схемотехникой рассмотренных каскадов – желательно, чтобы сигнал цели от датчика был как можно короче, при той же скорости маха и тех же геометрических размерах. Вместе с использованием фильтра с малым временем успокоения это позволит различать близко расположенные объекты, что довольно часто встречается в практике поиска.

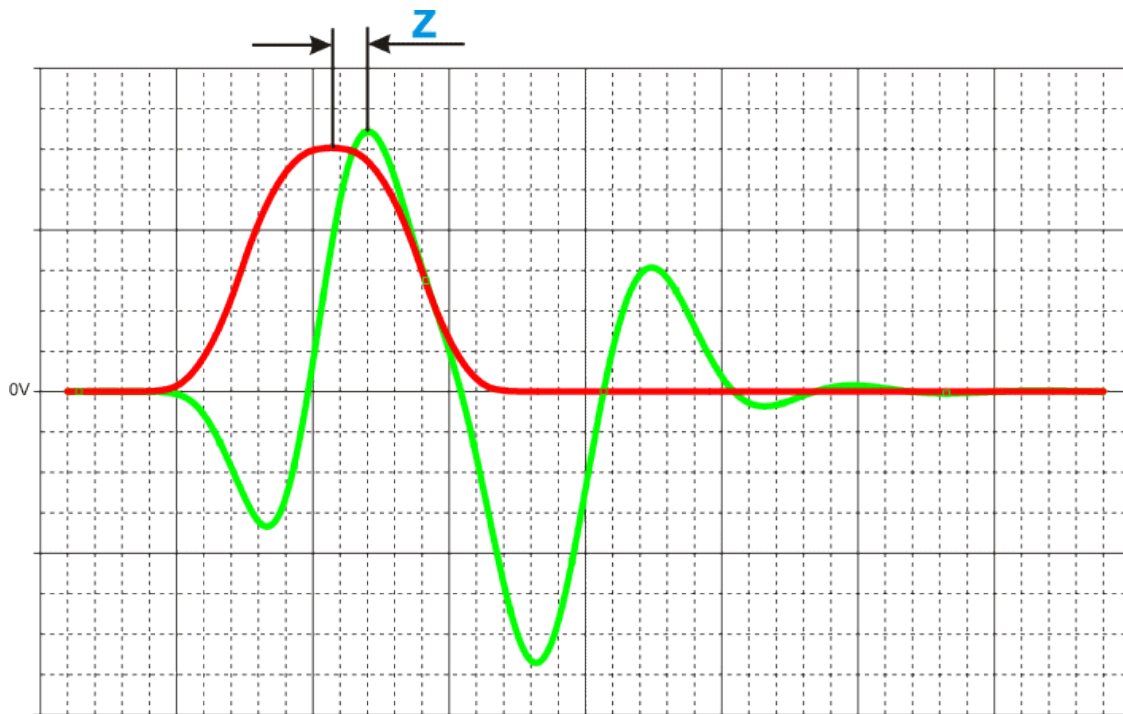
«Укоротить» сигнал датчика можно разными методами. Например, для датчика «Кольцо» это достигается введением нескольких поглотителей на основе короткозамкнутых витков. Расположены они так, чтобы придать полю передатчика клинообразную форму. Более подробно этот метод описан в патенте США 4,255,711 «Coilarrangementforsearchheadofametaldetector». Заодно эти поглотители уменьшают ложные сигналы по краям датчика.

[Детектирование цели](#) [страницы](#)

[К началу](#)

Обычно наличие металла определяют с помощью простого компаратора. Если сигнал больше порогового уровня (он обычно регулируется), то металл найден. Вроде просто. Но нет, и тут есть подводные камни. Дело даже не в том, что сигнал с выхода фильтров "грязный" и мало похож на рисунок ниже. Надо еще знать, что и как анализировать.

Рассмотрим типичный сигнал с выхода фильтра движения. Вот такую форму имеет сигнал для металлодетектора White's 6000. Разумеется, амплитуды сигналов даны приблизительно.



Первый, отрицательный всплеск (зеленая диаграмма), мало подходит для анализа - его амплитуда меньше второго и третьего всплесков в несколько раз. Он легко маскируется помехами и сигналом от почвы. Третий тоже не подарок - он очень сильно отстает от входного сигнала (красная диаграмма). Остается второй, положительный. Но тогда надо либо уменьшить усиление для отрицательных сигналов, либо вообще их не анализировать. В простых фильтрах для этого применяют диод в обратной связи усилителя - как на схеме усилителя МД Classic. В микропроцессорных просто анализируют положительные импульсы.

Для некоторых МД оговаривается параметр "задержка сигнала". Это, как мне кажется, величина Z в миллисекундах - как на рисунке выше. Т.е. запаздывание второго импульса фильтра относительно исходного сигнала с синхронного детектора. Обычно значение задержки от 50 до 150 мс.

Кстати, в приличных МД, для обнаружении цели редко используется "чистый" сигнал канала асУ (канал асХ тем более). Это синтетический сигнал, он обычно формируется специальным каналом G, в котором происходит сложение сигналов dcX и dcY с разными

весовыми коэффициентами. Это позволяет избавиться от сигнала почвы. Затем этот сигнал поступает на фильтры, аналогичные по схемотехнике фильтрам каналов X или Y.

Вообще-то существуют разные методы детектирования цели, кроме чисто порогового. Мне попался еще и метод анализа по приращению сигнала. Действительно, если за фиксированный промежуток времени производить простейшую операцию

$$dG = acG_{new} - acG_{old},$$

то легко увидеть, что dcG будет иметь значительную величину для металлов и небольшие значения для почвы. Кроме того, имеет смысл анализировать только положительные значения dG. Теперь остается только установить такой порог компаратора, чтобы исключить ложные срабатывания. Обычно промежуток времени для анализа сигнала G от 1 до 8 мс.

Такой метод детектирования цели применен в моих МД (наряду с обычным пороговым). Его имеет смысл использовать в первую очередь при динамическом поиске, так как это не что иное, как простейший фильтр ВЧ первого порядка.

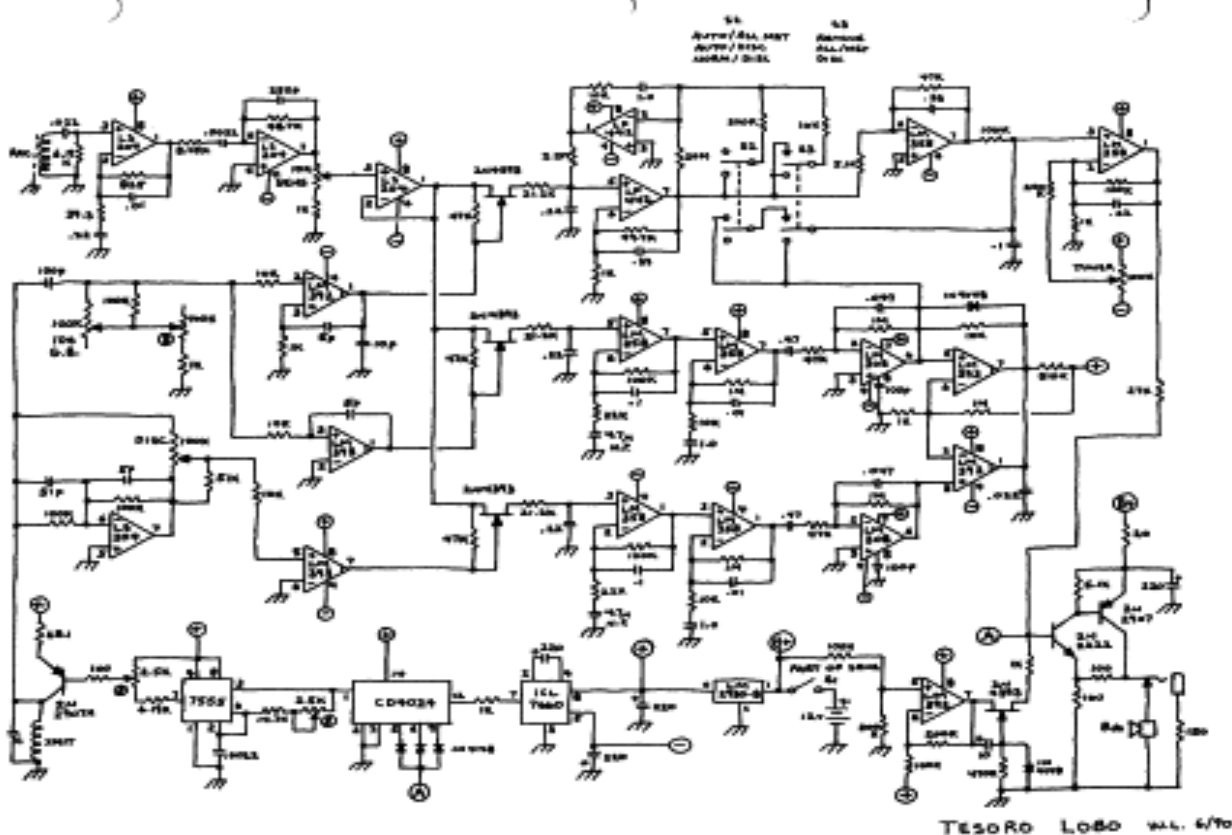
Дискриминация металлов

К началу

Существуют разные методы дискриминации металлов. Обычно это подавление звукового сигнала, если цель попала в некую вилку, установленную ручкой резистора или программно.

В микропроцессорных МД все просто - в меню дискриминатора выставляются значения VDI "от" и "до". Если VDI цели попало в эту вилку, сигнал динамика блокируется (я в этом случае управляю громкостью, обычно снижая ее до еле слышного уровня).

Сложнее с простыми аналоговыми МД. Рассмотрим работу дискриминатора по схеме TesoroLobo.



Анализируя схему нетрудно увидеть, что это обычный металлодетектор среднего класса. Построен он по одной из классических схем, широко применявшихся в 80-х годах прошлого столетия. Однако, схема его не самая плохая.

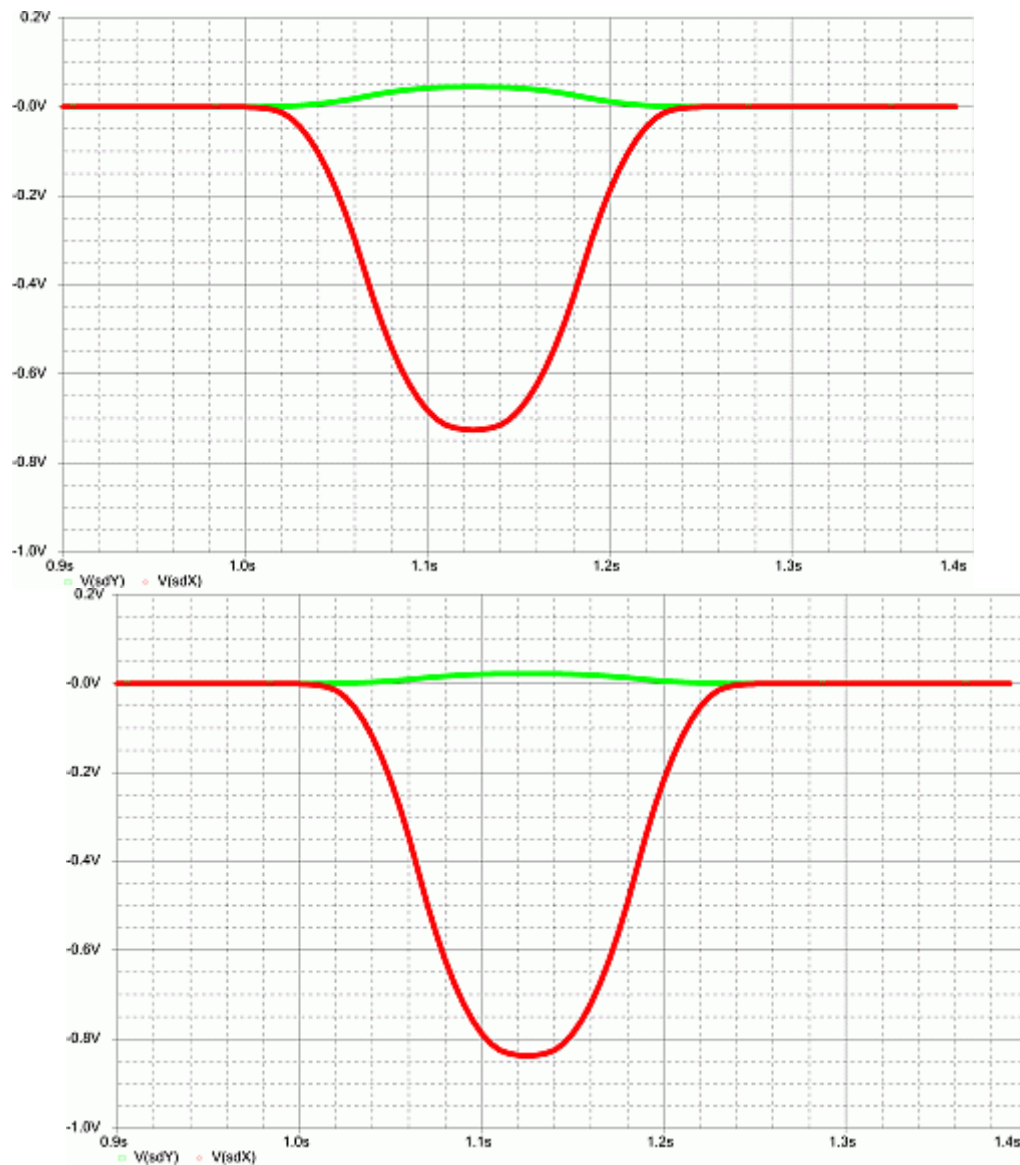
Итак, сигнал от генератора с внешней накачкой, собранном на ИМС U11 и транзисторе VT1, поступает на передающую катушку с параллельным резонансом. На передатчике получается синусоидальный сигнал амплитудой около 6В (при бóльшем напряжении возможна перегрузка ИМС U2B). Он подается на формирователь управляющих сигналов. На ИМС U5A и U6A собраны формирователи каналов Y. Сигналы противофазны, видимо для того, чтобы один канал не влиял на другой - влияние возможно в связи с применением транзисторов VT2, VT3 в качестве коммутаторов синхронных детекторов. Оба сигнала сдвигаются по фазе при вращении переменного резистора G.B.

Сигнал с приемной катушки поступает на приемный усилитель, собранный на ИМС U1.A, U1.B и далее на буферный каскад на U2A. Между приемником и буфером включен регулятор чувствительности SENS. Это хорошая схема, она имеет достаточный запас по усилению и позволяет использовать не резонансную катушку приемника. С выхода приемника сигнал поступает на синхронные детекторы на транзисторных ключах VT2 (dcY), VT3 (dcX) и VT4 (dcD).

Баланс земли
[началу страницы](#)

[К](#)

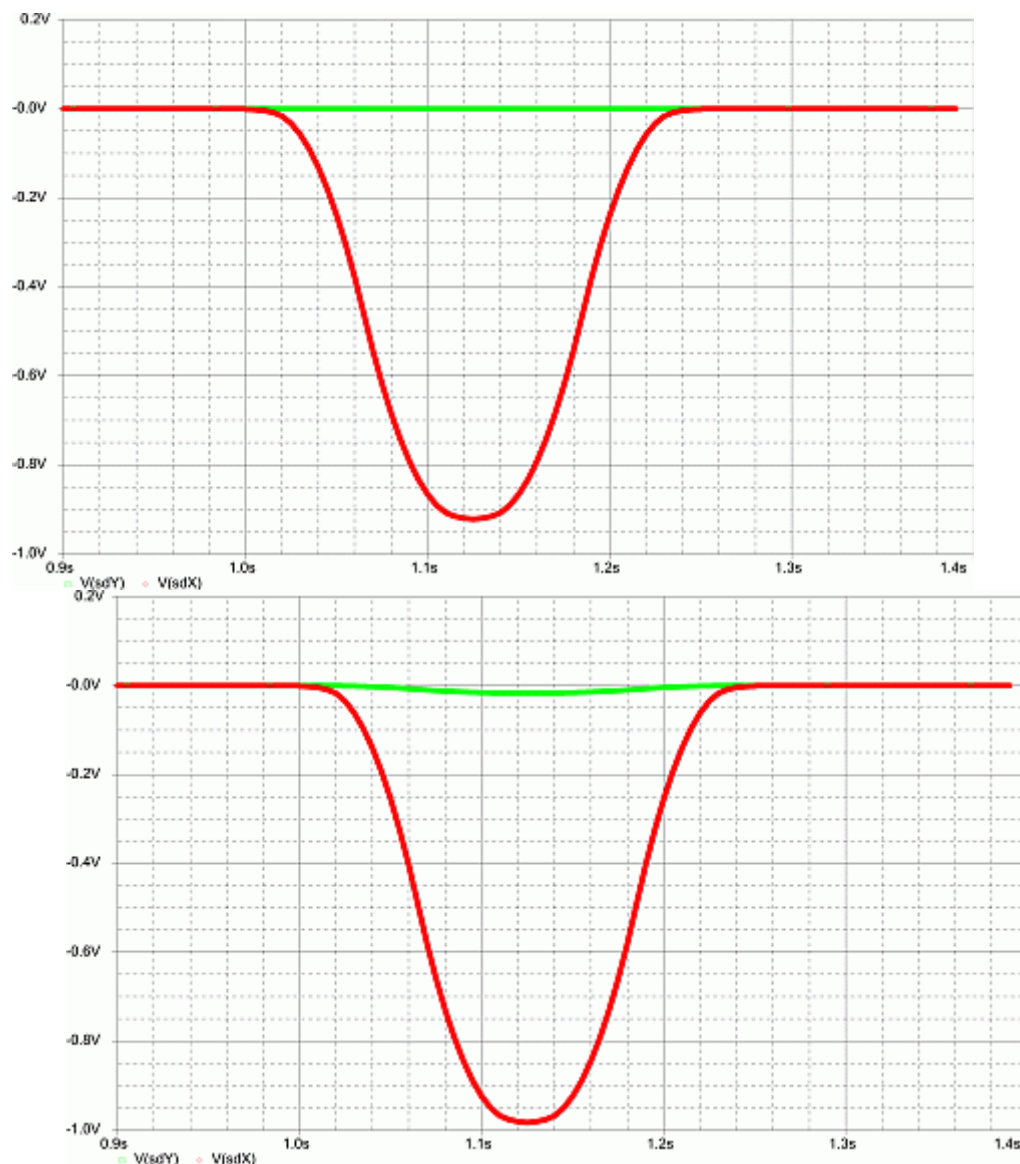
Давайте посмотрим, что происходит с сигналами dcX и dcY при увеличении сдвига фазы управляющих сигналов относительно сигнала передатчика. В качестве цели используем "горячий камень". Сначала сигнал в канале dcY очень большой. Увеличивая сдвиг фазы (на осциллографе сигнал на резисторе G.B. "едет" вправо), можно увидеть, что сигнал dcY уменьшается, а dcX увеличивается. При некотором сдвиге фазы, а он зависит от сдвигов фаз датчика и приемника, сигналы dcX и dcY будут соотноситься как 8:1. Такие сигналы показаны на первом рисунке. Это характерная точка, часто используемая в серьезных МД. Если сложить эти сигналы на простейшем резистивном сумматоре с таким же соотношением входных резисторов, на выходе получим нулевой сигнал (как на третьем рисунке).



$$dcX : dcY = 8 : 1$$

$$dcX : dcY = 16 : 1$$

Если продолжить сдвиг фазы управляющих сигналов, то соотношение $dcX:dcY$ будет увеличиваться и при значении примерно 16:1 уже можно начинать поиск на легкой почве. Далее наступит момент хрупкого баланса почвы, когда соотношение сигнал dcY будет равен нулю при движении датчиком над почвой. Этот случай показан на третьем рисунке. Я назвал баланс "хрупким" потому, что на амплитуду сигнала dcY влияет все: и минерализация почвы, и "уход" датчика в следствии нагрева - охлаждения, и изменения в частоте передатчика... да и фаза луны тоже имеет огромное значение :-). Поэтому ручку G.B. надо периодически крутить для возобновления баланса почвы.



dcY=0. Баланс почвы

dcX :dcY> 16 : -1

Ну и на четвертом рисунке показан предельный сдвиг фазы, при котором еще возможен поиск без пропусков целей. Разумеется, соотношение 16:-1 весьма условно. Я не буду возражать :-), если кто-нибудь скажет, что и при 6:-1 возможен нормальный поиск.

Но вернёмся к схеме Lobo. На транзисторе VT2 собран СД поискового канала Y. При правильной настройке на любые металлы мы получим отрицательный импульс и отсутствие реакции на почву. В начале поиска резистор G.B. "выкручивается" против часовой стрелки так, чтобы при приближении-удалении датчика от земли раздавался сигнал. Затем резистор плавно вращают по часовой стрелке, одновременно продолжая движение датчиком до тех пор, пока не прекратятся срабатывания. Если "закрутить" резистор больше, то начнутся пропуски металлов. Баланс земли проводится в режиме AllMetal.

Поисковый канал собран на ОУ U3, U4. На ОУ U3 собран усилитель с балансировкой нуля. Выбирая разное время баланса, можно реализовать режимы "Retune" - быстрый баланс, "AllMetal/Disk" - среднее время баланса и "Pinpoint" - медленный баланс. На ОУ U4.В собран второй каскад усиления, на ОУ U4.А - смеситель сигналов поискового канала и дискриминатора. Смещением, подаваемым на вход ОУ с резистра "Tuner", можно устанавливать громкость фонового звука. Далее сигнал поступает на УНЧ.

Канал Y дискриминатора собран на VT3 (синхронный детектор) и ОУ U7.А, U8.А, U9.А (полосовые фильтры, центральная частота 6 Гц). На выходе U9.А, для любой цели, будет сигнал положительной полярности.

Канал X дискриминатора собран по аналогичной схеме - транзистор VT4, ОУ U7.B, U8.B, U9.B. Но это не обычный канал X, фаза управляющего сигнала которого сдвинута относительно сигнала Y на 90° . Здесь сдвиг фазы изменяется от 0° до 154° относительно сигнала передатчика. Сдвиг реализован с помощью фазовращателя на ОУ U2.B, сумматора на резисторе DISC и компараторе U6.B. Назовем этот канал dcD (от "дискриминатор").

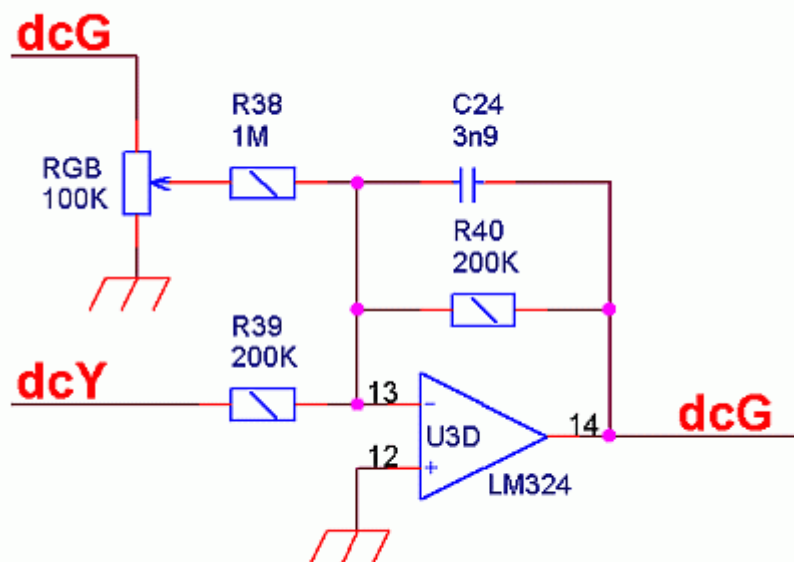
На выходе синхронного детектора VT3, при вращении резистора DISC, последовательно будут "отсекаться" металлы и минералосодержащие почвы. Если расположить металлы последовательно (в двух квадрантах управляющего сигнала drX), то получим приблизительно такую цепочку: феррит (легкая почва) - горячие камни - железо - алюминий - фольга - золото - медь. При некотором сдвиге фазы управляющего сигнала полярность сигнала на выходе синхронного детектора изменится на противоположную. Таким образом, если установить такой сдвиг фазы, чтобы исчезла реакция на фольгу, то прибор не будет реагировать и на алюминий, горячие камни и почву. Обратите внимание, что сразу за фольгой идет золото. Так что дискриминатором надо пользоваться осторожно...

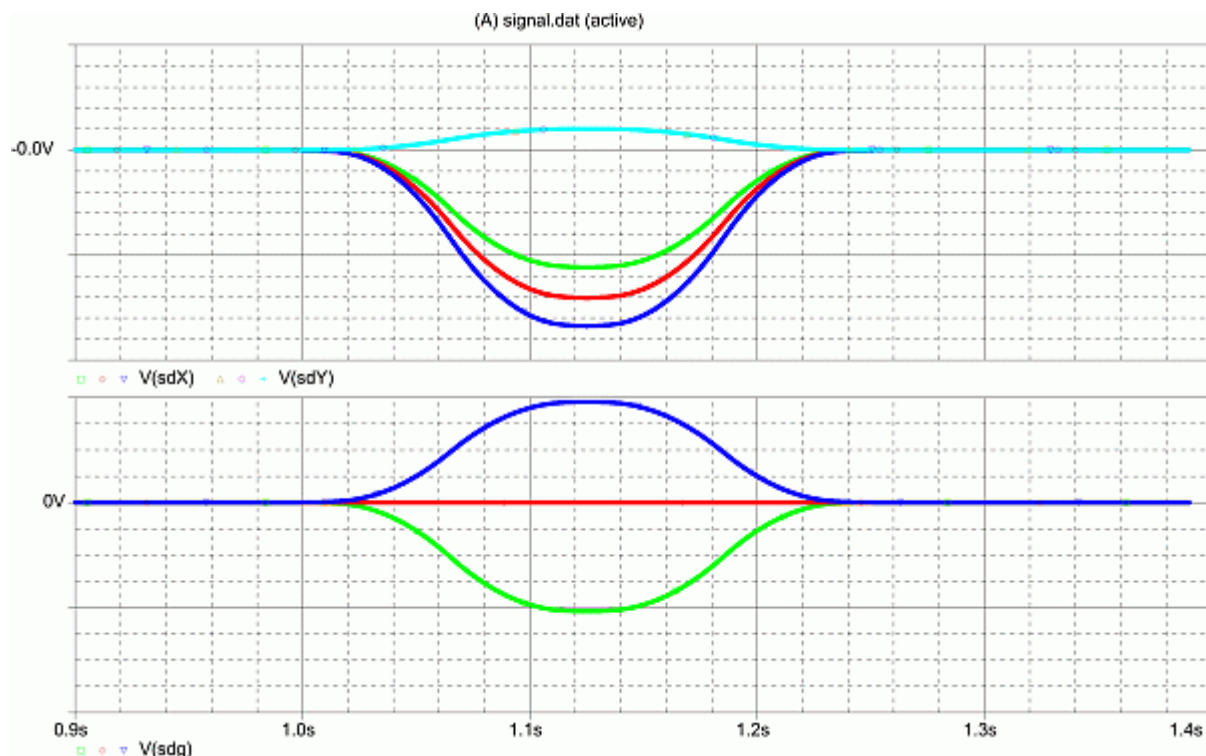
Итак, на выходе канала dcD, при "выкрученном" потенциометре DISK, на все предметы мы получим сигнал отрицательной полярности. Соответственно, на выходе U9.B сигнал будет положительным.

Оба сигнала с каналов acX и acY поступают, соответственно, на неинвертирующие входы компараторов U10.A и U10.B. На инвертирующие входы подано некое пороговое напряжение, чтобы не было хаотичных срабатываний. Выходы компараторов объединены, так что получается логическая функция ИЛИ. Это значит, что только два сигнала положительной полярности дадут на выходе положительный сигнал. Если один из сигналов будет отрицательным, то и выходной сигнал будет отрицательным.

Напомню, что при выбранном положении регулятора DISK некоторые металлы дадут отрицательный сигнал в канале dcD (в канале Y он всегда положительный). Этот отрицательный сигнал удержит выходной сигнал компараторов на отрицательном уровне и, поступая на смеситель U4.A, блокирует звуковой сигнал. Вот так и работает дискриминатор в аналоговых металлодетекторах.

В более сложных МД баланс земли выполняется несколько иначе. Для примера рассмотрим типичный пример схемы баланса земли, который был применен в МД Whites's серии 6000 (точнее, от 4900 до 6000).





На ОУ U3D реализован сумматор, с выхода которого сигнал dcG (или просто G) поступает на фильтр опознавания цели. Как видно, работа схемы основана на предположении, что сигнал почвы лежит в диапазоне $dcX : dcY$ от 5:1 (для верхнего положения движка RGB) до >16:1 (для нижнего положения). Баланс земли, как и в предыдущей схеме, производится подниманием - опусканием датчика над землей и вращением движка RGB. Это вращение ослабляет сигнал dcX , увеличивая соотношение $dcX : dcY$. Это показано на верхнем рисунке. Сигнал голубого цвета - dcY , он всегда положительный. Сигналы синего, красного и зеленого цветов относятся к каналу dcX , для разного положения движка RGB. Видно, что при соотношении $dcX : dcY$ примерно 8:1 наступает баланс сигналов.

Теперь, если приближать или удалять датчик от земли, то будет изменяться уровень сигналов в обоих каналах, но их соотношение останется неизменным.

Зачем применена именно такая схема баланса земли? Ведь и ранее рассмотренная работает неплохо, да и недостатки у этих схем примерно одинаковые. Дело в том, что в МД White's 6000 вычисляется VDI. И, если не сделать канал dcG отдельным от dcX и dcY , то при повороте ручки RGB будет меняться VDI. Да еще шкала станет нелинейной. В целом ошибка достигает 9-10 единиц VDI.

Кроме того, если исследовать обе схемы на чувствительность к разным целям, то можно заметить провалы и горбы в чувствительности первой схемы (напомню, как в Lobo). Ниже в таблице приведены сравнительные характеристики чувствительности.

Цель	Lobo	W600
Феррит	1	1
Fe	0.9	1
Al	0.9	1
Cu	1.1	1
Pb	1.2	1
Фольга	1.6	1

Вроде бы отличия не слишком большие, но настораживает очень высокая чувствительность к фольге. Зато и на золото она выше на 20% :-)

[МД с аналоговыми фильтрами и усилителями](#)

[МД с применением АЦП](#)

[МД с использованием современного МК](#)

[МД с применением кодека](#)

В металлодетекторе "Фазитрон S" используются традиционные фильтры движения - из-за того, что с микроконтроллерами фирмы Atmel тяжело получить разрешение АЦП более 13-15 бит (без применения дополнительного ЦАП), а этого явно недостаточно. Не путайте точность и разрешение, это разные понятия. Нас интересует *приращение* сигнала за некоторое время, а не его абсолютное значение. Поэтому возможно получить такие значения от 10-разрядного АЦП.

Для оценки необходимого разрешения АЦП можно воспользоваться схемами МД известных фирм. Я анализировал схемотехнику White's, Garrett, Fisher. Разумеется, я сначала исследовал их датчики на чувствительность, отдаваемую мощность и прочие характеристики. Это долгая история, она заняла несколько лет и потребовала ведения документации. Затем я вычислил средний коэффициент усиления на частоте 4-16 Гц. Это та частота, с которой датчик пролетает над предметом поиска. Ниже по частоте (0-3 Гц) лежит паразитный сигнал почвы, выше (30-...Гц) удары о камни и помехи. Наверное, можно было бы написать целую книгу по этому поводу.

Но оставим книгу в стороне. Я выяснил, что для датчиков с током от 10 до 40 ма (30-65 ма ток потребления МД), прибор должен иметь усиление от 100000 до 1000000 на частоте 10 Гц. Этому усилению соответствует разрядность 18-22 бит АЦП, подключенному к синхронным детекторам. Разумеется, глядя на схему, например, Вайтс ХЛТ, голова идет кругом от миллионных коэффициентов усиления. Но если учесть частотную характеристику, то получим именно эти цифры. Чем выше ток передатчика (что не есть хорошо), тем меньше может быть разрядность или коэффициент усиления каскадов.

Разумеется, с точки зрения производства наилучший МД тот, который имеет минимум деталей. Сейчас пайка 100 контактных точек может быть дороже микропроцессора :) Для улучшения поисковых возможностей применяется цифровая обработка сигналов (ЦОС) - это даёт возможность, без применения дополнительных элементов и каскадов, работать с сигналом и в статике, и в динамике. Действительно, применив преобразование Фурье (FFT или ДПФ), мы получим те же сигналы, что в аналоговом МД после синхронных детекторов. Различные фильтры реализовать давно не является проблемой. Почему же эта технология появилась только в последние два года? Да дорого это было раньше, вот и всё...

Итак, как же можно сделать МД с применением ЦОС? Применив многоразрядный АЦП, например. Это прямой путь, он самый дорогой. Или можно использовать аудио кодеки - благодаря массовому производству плееров и компьютеров. Первый раз потакание вкусам малолеток дало положительный (для нас) результат :) Это будет дешевле покупки специализированного АЦП. Ну и последнее - максимально использовать возможности серийного микроконтроллера и немного повысить мощность передатчика.

По пути использования дорогого и качественного АЦП пошла фирма Fisher, например. Ее модели F70 и F75 используют 16-разрядный АЦП AD7687. Плюс оверсемплинг дает 3 разряда, итого получим 19 разрядов.

Возвращаясь к выше сказанному, я получал от МК АТmega16 чувствительность 18-20 см на пятак, без применения дополнительного усиления, а только используя встроенные возможности АЦП. Это при токе датчика 35 ма (250 мАимпульсный). Но этого мало...

Покупать столь дорогой АЦП (30-35\$) мне не хочется, да его и не купить на Украине. Применять схему, предложенную RobertHoolko и реализованную в МД "Кощей 18" я тоже не захотел, по причине отсутствия качественных и недорогих ЦАП. Да и для получения разрешения 20 бит потребуется АЦП от 14 разрядов, а мы имеем в Меге 10 разрядов. Значит, надо увеличивать мощность передатчика. Этого я тоже не хочу делать. Пока использую фильтры-усилители.

Другие фирмы в своих МД, например White'sPrizm или MinelabX-Terra, используют качественные аудио-кодеки. Как правило, эти кодеки имеют в своем составе 24-битный АЦП с частотой выборок до 96 ksps. Это уже позволяет реализовать весьма качественный МД. Правда, для этого мощности простого микроконтроллера маловато, надо ставить что-то помощнее. Хотя, то же White'sPrizm использует PIC24 и закрывает сегмент недорогих МД. Серия MinelabX-Terra применила мощный цифровой процессор (ДСП) TMS320VC5204 - и их 70-я модель лучшая в своем классе.

А что делать нам? Можно было бы использовать кодеки от дохлых материнских плат, благо их навалом. Но эти кодеки имеют очень высокий потребляемый ток, где-то на уровне 40-60 ма. Т.е. один кодек будет "жрать" ток, как весь МД, да ещё и разрядность их на уровне 20 бит. Можно было бы купить кодек, но их цены весьма "негуманны". Хороший кодек стоит гораздо дороже АТmega'i или STM32. Типичная цена 10-15\$.

Давайте посчитаем: микропроцессор АТmega16А стоит 3\$, микросхемы и прочие резисторы-конденсаторы еще 2\$ (это по максимуму) - для схемы Фазитрон S. Если перевести всё это на цифровую обработку (схема типа X-Terra), то АТ32F100х обойдется в те же 3\$, да 10\$ кодек. Получается дороже.

Дополнение. Вот в Имраде появился недорогой кодек PCM1808: 24 бита АЦП, 96 ksps, ток около 10 ма. Стоит примерно 2\$. Теперь можно делать прототип на этом кодеке и STM32F100 в составе STM32 Discovery :-) А что, эти STM весьма дешевы и имеют типовую библиотеку ДСП функций, так что реализация FFT или фильтров становится весьма простой задачей. Да и сам процессор выполняет команду умножение-накопление (MAC) 32-разрядных данных за один такт. Это вам не умножение в столбик на АТмеге :-) Я делал, знаю...

Третий путь, напомним, это реализация функций современного микроконтроллера. Таким путем пошли Кощеи, используя возможности микроконтроллера АТХmega в МД "Кощей 20". Но идти таким путем не хочется. Во-первых, это будет повторением пройденного; во-вторых, даже с учетом встроенного усилителя x64 можно получить разрядность порядка $12+6=18$ бит. Может, и 20 бит получится, но я не имею опыта с оверсемплингом после суммирования разрядов с применением ЦАП-АЦП. В третьих, пора уже, наконец, использовать АРМ :-)

1 МД с аналоговыми фильтрами и усилителями

Теперь настало время определиться со схемотехникой металлодетекторов на микроконтроллерах. Начнем с самых простых, использующих операционные усилители (ОУ). Какие же фильтры, компараторы наличия цели и дискриминаторы используются в микропроцессорных металлодетекторах?

Во-первых, использование компараторов в виде отдельных микросхем не принято. В большинство микроконтроллеров они уже встроены. И, кроме того, такая схема легко заменяется на программный блок, реализующий и эту, и многие другие функции и оперирует с оцифрованными значениями напряжений в каналах X и Y.

Во-вторых, и дискриминаторы реализуются программно. Так что имеет смысл рассматривать только синхронные детекторы, фильтры движения и аналого-цифровой преобразователь – именно они и определяют класс цифрового металлодетектора. Не считая программного обеспечения (ПО), конечно. ПО с ошибками или не продуманный интерфейс могут погубить самую лучшую идею. Знаю по собственному опыту...

Так уж получилось, что в металлодетекторах преимущественно используются недорогие микроконтроллеры, имеющие встроенный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) небольшой разрядности – 10 бит и, реже, 12 бит. Применение отдельных АЦП разрядностью 16 бит и более довольно редко (пока, микросхемы-то дешевеют) и мне такое решение встретилось только один раз, при ремонте МД FisherF70. Поэтому сигнал сначала усиливается, а потом оцифровывается. И именно степень усиления оказывает существенное влияние на различия в схемотехнике аналоговых и цифровых металлодетекторов.

Конечно, можно использовать встроенный в микроконтроллер компаратор, или вообще применить отдельную микросхему, а микроконтроллер будет только отображать заряд батареи и формировать звуковой сигнал, но так не интересно :-). Кроме того, прежде чем подавать звуковой сигнал, неплохо определить хотя бы тип металла, а лучше сразу VDI. В общем, давайте определимся, какое минимальное значение входного напряжения АЦП нужно получить для определения типа металла, а какое для расчёта VDI.

Итак, предположим, что мы используем микроконтроллер Atmega16 фирмы Atmel (так оно и есть). Напряжение питания схемы, за исключением передатчика, равно 5В. Максимальная разрешающая способность встроенного АЦП 10 бит. Тогда получим разрешение АЦП, равное $M3P=5000\text{мВ}:1024\approx 4.9\text{мВ}$ (M3P – младший значащий разряд). Следует учесть, что паспортная погрешность АЦП составляет $\pm 2M3P$, а реально она может быть и ниже, около $\pm 4M3P$, с учетом помех и прочих мешающих факторов. Тогда получаем минимальное достоверное напряжение, равное $8\cdot 4.9\approx 40\text{ мВ}$. То есть входное напряжение будет считаться положительным, если оно превышает уровень виртуальной земли на 40 мВ и отрицательным, если оно на 40 мВ ниже.

Итак, мы получили минимальную чувствительность нашего АЦП, позволяющую достоверно определить знак входного напряжения – то есть определить тип металла. И то, получили, не есть хорошо... Из опыта и анализа схем аналоговых МД известно, что компаратор определения цели срабатывает при напряжении около $3\div 5\text{ мВ}$ относительно земли. Это значит, что аналоговый тракт цифрового металлодетектора должен иметь коэффициент усиления в $40:5=8$ раз больший, чем для обычного аналогового прибора.

Это мы только определили тип металла – то есть чёрный он или цветной. А если мы хотим вычислить VDI? Давайте опять посчитаем. Так как нам лень считать арктангенсы, да и занимает такой расчёт немало стековой памяти процессора, воспользуемся известной из школьного курса :-)) тригонометрии формулой:

$$VDI = \frac{90 \cdot acX}{acX + acY} (\text{град}),$$

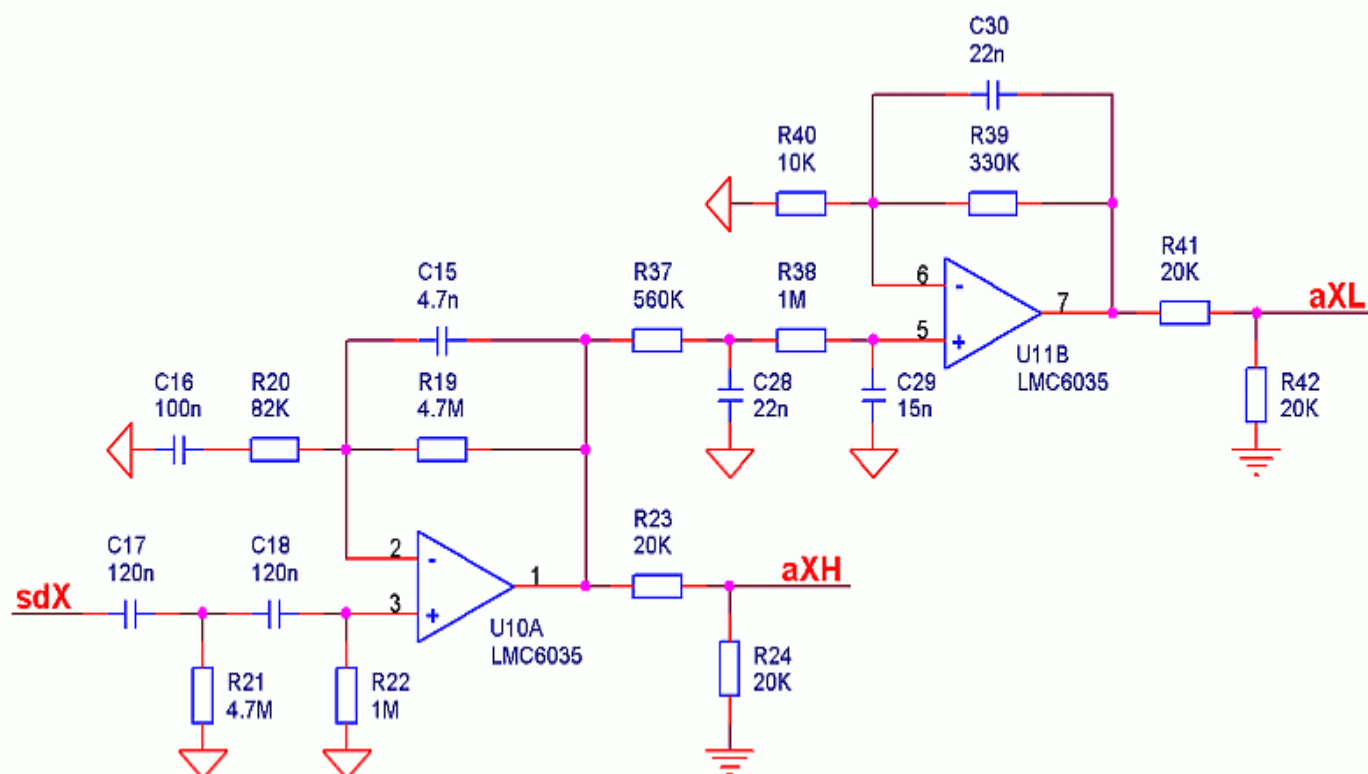
из которой следует, что значение VDI лежит в диапазоне $0\div 90$ единиц. То есть для максимального значения 90 градусов получим напряжение:

$acX=4.9\text{мВ}\cdot 90+40\text{мВ}=481\text{мВ}$, для точности в 1 градус.

Разумеется, хватит точности в $4\div 5$ градусов, но и тогда мы должны получить на выходе фильтра движения не менее 150мВ. Сравним с пятью милливольтами для аналогового металлодетектора, и на душе станет немного грустно и не комфортно...

Теперь можно рассмотреть проблему с другой стороны – а какую разрядность должен иметь АЦП, чтобы работать с прежним, аналоговым, сигналом. Принимая минимальную чувствительность цифрового компаратора 5 мВ и погрешность АЦП равную $\pm 4\text{МЗР}$, получим $\text{МЗР} = 5\text{мВ} : 8 = 0.625\text{мВ}$, что для АЦП с питанием 5В и таким же опорным напряжением будет соответствовать 13 разрядам для определения типа металла. Если хотим определить VDI, то АЦП должен обеспечивать точность 19 разрядов. Сделать такой прибор возможно, но не просто и дорого.

Теперь становится понятно, почему хит сезона-2007, металлодетектор Garrett ACE-250, имеет чувствительность около 25 см на пяти копеечную монету. Вы можете сами проанализировать фрагмент фильтра движения для канала X, который приведен на рисунке ниже.



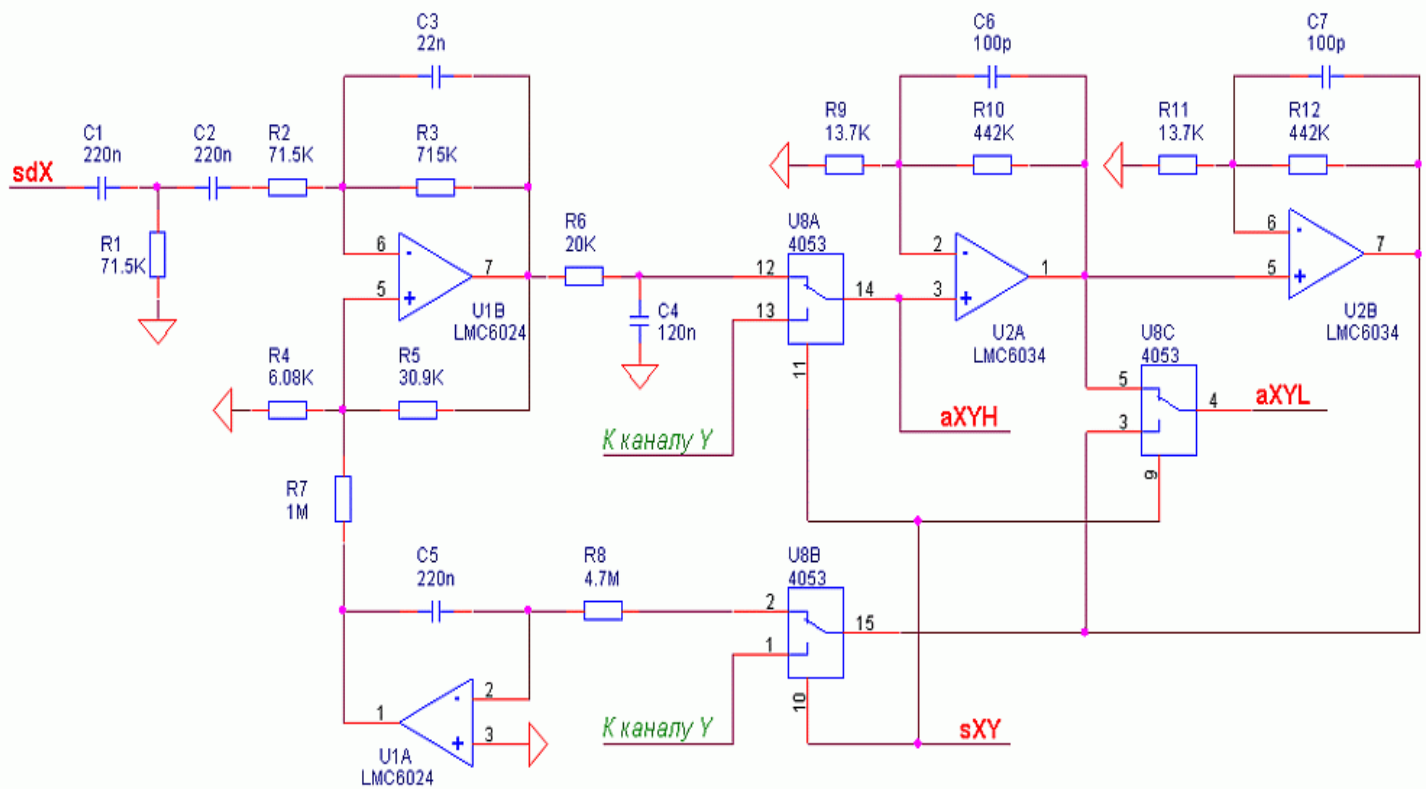
Сигнал от синхронного детектора sdX поступает на вход пассивного ФВЧ C17-R21-C18-R22 и далее на полосовой фильтр, собранный на ОУ U10A. Его центральная частота около 8 Гц. С выхода фильтра сигнал поступает на преобразователь уровня R23-R24 и далее на АЦП микроконтроллера – сигнал aXH. Преобразователь уровня необходим для согласования напряжений усилителя и АЦП микроконтроллера, так как для повышения динамического диапазона аналоговый тракт питается от +8 В, а микроконтроллер от +4 В.

Второй каскад так же представляет собой ФНЧ. С его выхода сигнал aXL поступает на соответствующий вход АЦП.

В целом эти каскады представляют полосовой фильтр с коэффициентом усиления около 120 на центральной частоте 8 Гц, для стандартного по длительности входного сигнала. Это вполне приемлемо для приборов среднего уровня.

Перегрузочная способность так же средняя, для входного сигнала длительностью 200 мс и амплитудой 100 мВ время восстановления около 800мс. Всё это и определяет класс и цену прибора.

Более «продвинутой» металлодетектор White's MXT имеет более сложный, но и обеспечивающий лучшие параметры поиска фильтр. На рисунке ниже приведен фрагмент схемы фильтра для канала X.



На ОУ U1A и U1B собран ПФ канала X. В области высоких частот АЧХ формируется элементами C1-R1-C2, в области низких - элементами C3-R3. Такой же фильтр, но на ОУ U1C и U1B, имеется и в канале Y.

На ОУ U2A и U2B собран усилитель сигнала рассогласования, один для обеих каналов. В нужные моменты времени микроконтроллер выбирает канал, переключая коммутаторы U8 сигналом sXY.

Усилитель U1B (U1D) охвачен положительной обратной связью (ПОС) через резисторы R4-R5 и отрицательной обратной связью – от усилителя сигнала рассогласования на интеграторе U1A (U1C). В результате мы получаем полосовой усилитель с отличными характеристиками – центральная частота 16 Гц, коэффициент усиления 7000 и время успокоения не более 100 мс. Реально, при входном сигнале от цели длительностью 200 мс, можно получить усиление до 800 на почве с нормальной минерализацией.

Здесь в полной мере использованы возможности микроконтроллера – выходные сигналы усилителя коммутируются, и для работы достаточно всего двух каналов АЦП. Реально, после демультиплексирования, мы получаем сигналы асXL, асYL, асXM, асYM, асXH и асYH. Зачем нужно так много сигналов? Ответ прост – для увеличения динамического диапазона усилителя. Микроконтроллер анализирует уровень в канале асXL (асYL) и, как только он превысит некий заданный порог – например, 4.9В, - анализируется канал асXM (асYM). Соответственно, когда и эти сигналы перейдут порог, анализируются уже сигналы асXH (асYH). С точностью до наоборот всё происходит при уменьшении сигнала – асXH сменит асXM, а его асXL. В результате, хотя в этом металлодетекторе применен АЦП, имеющий всего лишь 8 разрядов, суммарно получим $8+5+5=18$ разрядов.

Это и делает White's QXT металлодетектором довольно высокого уровня. И действительно, чувствительность его около 38 см на пятак СССР, не говоря уже о подавлении паразитного сигнала почвы.

Краткое резюме

Если все каскады тракта не охвачены общей отрицательной обратной связью, что характерно для 99% всех МД, то для стабильной и надежной работы следует придерживаться определенных правил.

Во-первых, сам датчик должен иметь высокую термостабильность и механическую прочность.

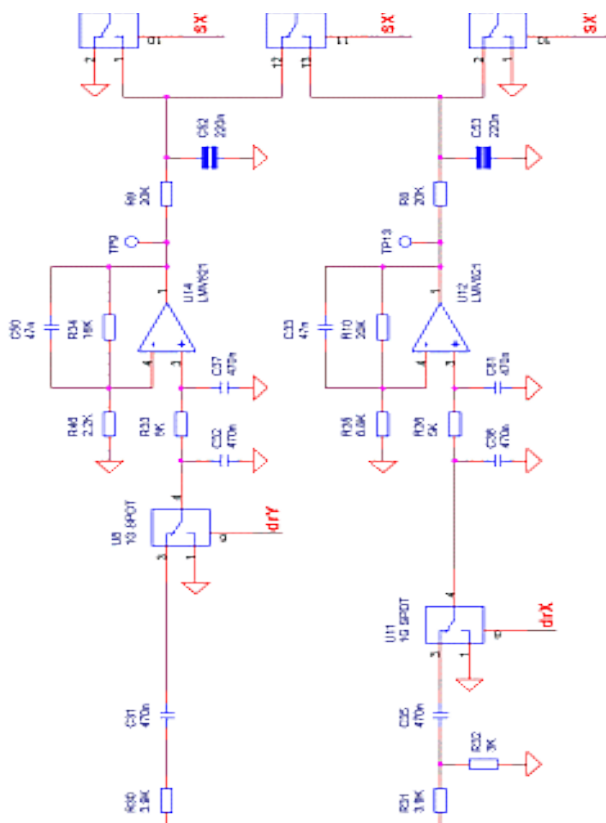
Во-вторых, номиналы элементов, влияющих на поведение тракта при поиске, должны рассчитываться, а для готовых схем – проверяться на соответствие выполняемой функции. Микросхемы ОУ должны иметь достаточное быстродействие, малое напряжение смещения, а для входного усилителя ещё и небольшой собственный шум. Напряжение питания каждого типа микросхем должно сверяться с паспортными данными и лежать в указанных границах. Недопустимо применять ОУ при заниженных напряжениях питания и утешаться мыслью «и так всё работает».

В-третьих, практически все конденсаторы тракта, кроме блокировочных, должны быть очень стабильными и достаточно точными. Как правило здесь применяют плёночные конденсаторы.

В-четвёртых, следует избегать неоправданно высоких коэффициентов усиления каскадов, так как это принесет только неприятности.

2 МД с применением АЦП

Теперь можно перейти к рассмотрению схемотехники МД с применением дорогих многоразрядных АЦП. Это как бы переходный вариант от аналого-цифрового МД к полностью цифровому. В качестве примера рассмотрим схему МД Fisher F70.



Как видно из схемы, это обычный МД, вернее его часть от датчика до АЦП. Обычный приёмник на ИМС U5, U6 и обычные синхронные детекторы на ключах U8, U11 и ОУ U14, U12. Далее идет коммутатор каналов на ИМС U7, U13 и АЦП U9.

Схема именно такая потому, что АЦП AD7687, несмотря на стоимость около 25\$, имеет разрядность всего 16 бит. Этого, как мы уже знаем, явно недостаточно для слабotoчного передатчика.

Как же "выкрутилась" фирма Фишер? Во-первых, применен достаточно нетрадиционный метод усиления входного сигнала в два раза при его коммутации. Эта схема немного напоминает DC-DC преобразователь 7660. За счет коммутации и переполюсовки накопительных конденсаторов C54 и C55, и использовании дифференциального АЦП удалось поднять усиление в два раза.

Кроме того, через C56, C57 к сигналу подмешивается псевдошумовой внеполосный сигнал. Если использовать оверсемплинг - считать по 16-64 значений каждого канала, усреднить их и сдвинуть (делить) полученный результат, то получим дополнительные 2-4 бита разрешающей способности АЦП. Реально можно рассчитывать на 3 бита, итого получается $16+3=19$ бит.

Как видим, схема достаточно простая. Прибор получился средненьким, так на форумах говорят, но это из-за слабого микроконтроллера и, видимо, слабой программы. Видно, применены простые фильтры, и вот результат - по всем тестам FisherF70 (F75) значительно уступают MinelabX-Terra 70 (705). А различие только в программном обеспечении (ПО), которое в Минелабах явно "круче". Еще бы, там применен DSP от Тексаса.

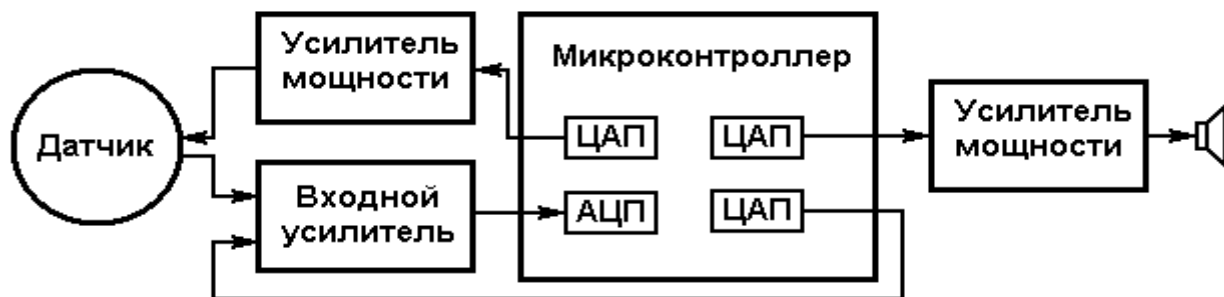
Коснёмся немного предполагаемого ПО. Скорее всего, там программно реализован один из хорошо зарекомендовавших себя аналоговых прототипов - например, White's 6000. Оцифрованные сигналы X, Y сначала проходят через ФНЧ (фильтр низкой частоты), чтобы избавиться от помех при оцифровке. Затем они суммируются с весовыми коэффициентами 1:8, получается сигнал G. Потом этот сигнал пропускается через ФВЧ (фильтр высокой частоты), чтобы минимизировать сигнал почвы. Затем сигнал сравнивают с установленным порогом (цифровой компаратор) и выдают звуковой сигнал при превышении порога. Разумеется, это всего лишь жалкая пародия на настоящую программу, она гораздо сложнее.

Но нам это не подходит - я не смог найти дешевого многоразрядного АЦП по низкой цене, а 25\$ за штучку не устраивает категорически :-)

3 МД с использованием современного МК

В качестве примера можно привести МД "Кощей 20". К сожалению, его схему "стерегут" авторы, хотя чего её скрывать - главное там ПО, а оно защищено от считывания. Разумеется, мы (ты, читающий эти строки, и я :-)) и не стали бы воровать изделие - я предпочитаю сам сделать такое, - но не все же как мы, честные. Дня не пройдет, как кто-то скопирует этот МД, изменит внешний вид и станет продавать его по всем форумам...

Но есть фото [печатной платы и блок схема с описанием работы](#). В принципе, этого уже достаточно для "реверс-инжиниринга", или по-простому, для передирания. А программы писать наС нынче научились даже "пионеры" (они же чайники, студенты и прочие неучи :-))



Вот блок-схема нового прибора. Постараемся, используя это море информации, догадаться, что же реализовали авторы.

Во-первых, передатчик раскачивается синусоидальным сигналом от ЦАП1, подаваемым на катушку с последовательным резонансом через усилитель мощности. На рисунке не видно его тип, но это неважно, подойдет любой от плеера. Кроме чистоты сигнала в катушке, мы еще имеем и точно известную фазу исходного сигнала. Это очень важно для последующей оцифровки сигнала приёмника.

С приёмной катушки сигнал поступает на входной усилитель на одном ОУ (приёмник в просторечии). Исходя из слов авторов, что имеется статическая компенсация, можно предположить, что синусоида с выхода ЦАП2 подаётся на вход приёмника в противофазе принимаемому сигналу и служит для его минимизации. Т.е. сигнал никак не динамический и не предназначен для увеличения разрядности АЦП, а только увеличивает динамический диапазон прибора. Я давно (более 5 лет) применяю такой метод, и вот как это [выглядит](#) в "Фазитроне S".

Теперь попробуем подсчитать, что можно "выжать" из МК, имеющего на борту 2msps АЦП с усилением сигнала до 64, два ЦАПа и ПДП (контроллер прямого доступа к памяти). Я на фото не разобрал, какой микроконтроллер применили авторы, но, например, АТХмега32А4 имеет на борту 2 msps АЦП (2 миллиона выборок в секунду) и двухканальный 12-битный ЦАП.

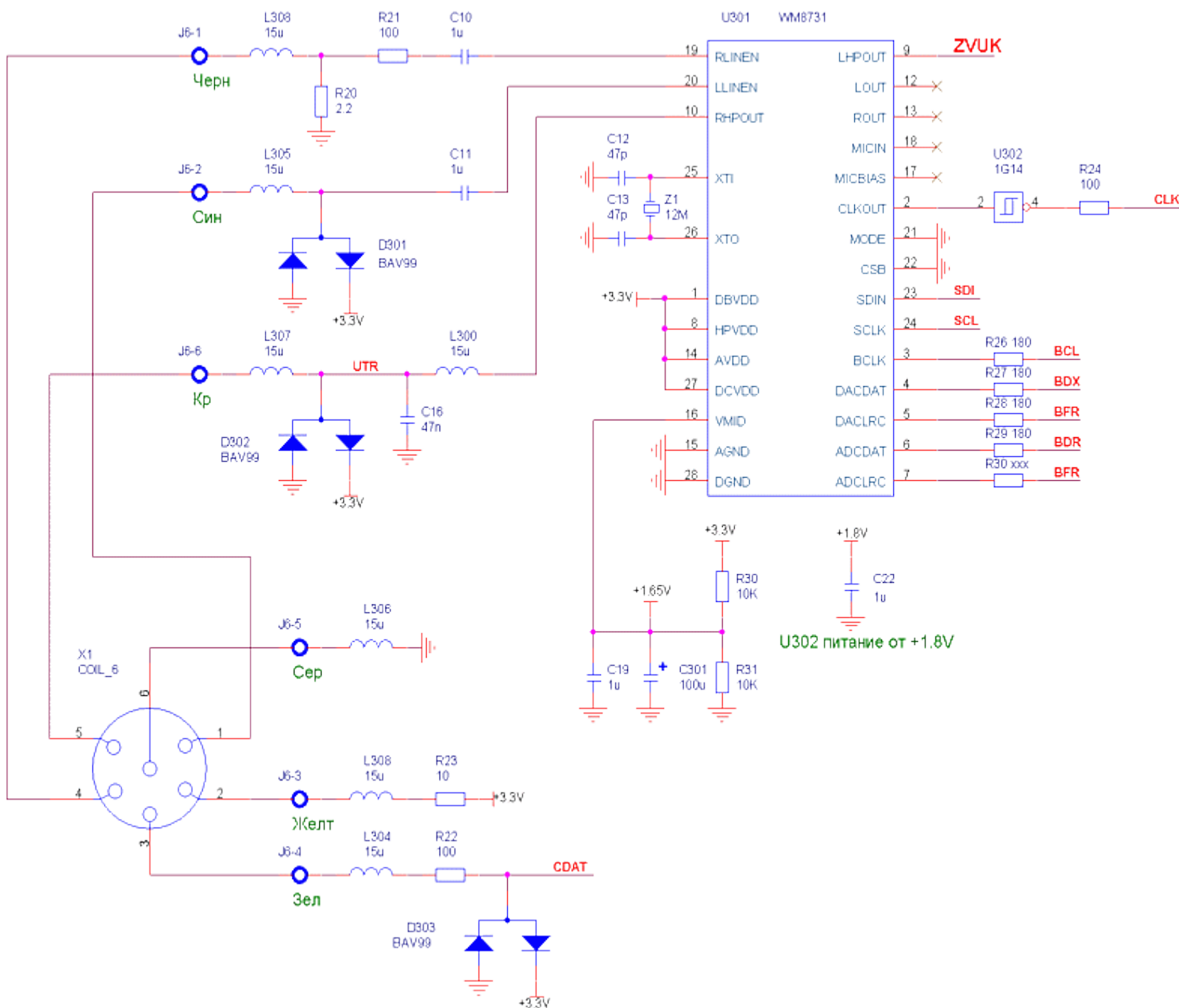
Видимо, авторы поступили так: для малых сигналов используется встроенный усилитель с коэффициентом усиления 64. Таким образом, суммарная разрядность АЦП будет $12+6=18$ бит на малом сигнале. Так как АЦП довольно скоростной, то применяя оверсемплинг (передискретизацию по-русски), можно ещё немного увеличить разрядность, на 2-3 бита. Итого получим 20-21 бит. Если при этом оптимизировать обслуживание второстепенных каналов АЦП и производить оцифровку напряжения питания и прочих, не требующих скоростного считывания, напряжений после приёма данных в буфер ДПФ, то можно обойтись и встроенным АЦП. Предположим, ДПФ считается по 64 точкам и требуется 16 считываний для повышения разрядности на 2 бита. Тогда имеем $2000 \text{ ksps} : 64 : 16 = 2 \text{ ksps}$, или 2000 выборок в секунду. Так как частота входного сигнала может быть до 10 КГц, то потребуется до 8 периодов сигнала для заполнения массива выборок (с учетом промахов и прочими, неизвестными мне трудностями синхронизации). Таким образом получим частоту дискретизации (samplingrate) $2000 : 8 = 250 \text{ Гц}$ для $12+6+2=20$ -битного сигнала. Этого вполне достаточно для последующей реализации цифровых фильтров для каналов АС и DC.

Конечно, это только предположение, основанное на опыте программирования микроконтроллеров и применении ЦОС. Я и сам использую те же методы. Если я ошибся - то, надеюсь, авторы меня поправят :-)

4 МД с применением кодека

Здесь кратко рассмотрим самые современные МД, с использованием кодеков и "чистой" ЦОС. Почему кратко - да потому, что можно только догадываться, чего там понаписали программисты :-)

Для примера подойдёт MinelabX-Terra, хотя White's Prizm подошел бы лучше. Он как-то проще, и, значит, ближе к простым людям-поисковикам :-). Но его схемы у меня нет, поэтому сойдёт и схема X-Terr'ы. Вот часть схемы, которая нас интересует.



Собственно, это и всё :-). Остальное - это DSP, УНЧ, блок питания и индикатор. Как же оно работает?

Начнём с передатчика. Так как в кодек WM8731 встроен стереофонический усилитель для наушников, то его и применили для раскачки катушки передатчика с последовательным резонансом. Это выход правого канала ЦАП RHPROUT. Ток раскачки невелик, всего то 5 ма. Передатчик по параметрам весьма похож на используемый в Fisher 1266. Вход RLINEN АЦП служит для контроля тока передатчика. Может, и ещё для чего, не знаю.

Сигнал с приёмника поступает на канал LLINEN АЦП кодека. Следует учесть, что в датчике есть встроенный усилитель, и это дало возможность отказаться от экранированного кабеля. Это хорошо, надо попробовать сделать так же.

Остался один канал ЦАП LHPROUT - он используется для формирования звукового сигнала. На этом возможности кодека исчерпаны.

Что же даёт применение кодека? Во-первых, он 24-битный, и это для всего сигнала, для всех 3.3В (от "рельсы до рельсы", как говорится :-). Применяя же встроенный в микроконтроллер АЦП, мы проигрываем в разрядности. Действительно, при применении усилителя АЦП (на самом деле там нет никакого усилителя, это просто коммутация опорного сигнала), мы имеем 12-битное преобразование для входных напряжений от 0 до 51 мВ (питание АТХмега равно 3.3 В) с опорным напряжением 15 мВ, и такое же преобразование для входного напряжения от 51 мВ до 3.3 В, но при опорном напряжении 1 В. Обозначим первый сигнал L, второй H и произведём нехитрую операцию суммирования:

$$U=L+64*H$$

и получим вроде бы 18-битный результат. Но он будет 18-битным только в диапазоне 0-51 мВ. Хотя есть мнение, что это не влияет на результаты оцифровки и поиска, как-то это не по пацански :-). Всё же "честные" 24 бита лучше...

Во-вторых, кодек "заточен" на применение в аудио диапазоне, от 20 Гц до 20 КГц. Это почти диапазон работы МД, только шире. Как результат - более лучшие характеристики сигнал-шум, чем у обычного АЦП. В общем, применение кодека оправдано со всех сторон, если он дешевый :-)

Я пробовал применить кодек от материнки ALC655, но вышло совсем не кошерно. Мало того, что документация с ошибками, так ещё и потребляемый ток до 60-70 мА по 3.3 В. Я так и не довёл эксперимент до конца, потерял к нему интерес. Всех плюсов, что кодек бесплатный. Всё остальное в минусах...

Фирма Minelab применила DSPTMS320VC5402, но это потому, что в то время ещё не было АРМов от STM или NXP :-). Я, во всяком случае, ТМСку ставить не буду.

В остальном работа по ЦОС аналогична изложенной в главе 3 (выше по тексту).

И не забывайте - главы 3 и 4 на 50% состоят из моего бреда предположений о работе таких МД. Само оригинальное ПО недоступно...

[Связанные контуры](#)

[Настройка резонанса приемной катушки](#)

[Резонансные датчики White's или о резонансной частоте приемного контура](#)

[Как выбрать резонансную частоту приемного контура датчика ?](#)

[Датчики с "полным" резонансом](#)

[Баланс датчика "в ноль"](#)

[О резонансных датчиках с емкостно связанными контурами](#)

[О кабеле и разъеме](#)

[О диаметре провода передатчика](#)

Связанные контуры

В радиотехнике есть такое понятие: связанные контуры. Они бывают с индуктивной или трансформаторной связью. Нас интересуют первые. Контур передатчика (он получает энергию от генератора) называется первичным контуром. Присвоим ему индекс 1 (L1, I1, Ф1). Контур приемника (он получает энергию от первичного контура) называется вторичным контуром. Присвоим ему индекс 2 (L2, I2, Ф2).

Принцип индуктивной связи заключается в том, что ток первичного контура I_1 , проходя через катушку L_1 , создает вокруг нее магнитное поле Φ_1 , которое возбуждает в катушке L_2 эдс, а, значит, и ток I_2 . Таким образом, при индуктивной связи энергия передается из одного контура в другой магнитным полем. Если катушки разнесены, то их взаимосвязь описывается с помощью коэффициента связи $K_{св}$. Коэффициент связи показывает, какую долю полного магнитного потока Φ_1 катушки L_1 составляет магнитный поток $\Phi_{св}$, пронизывающий обе катушки. Если упростить до предела уравнение Максвелла-Фарадея, то получим:

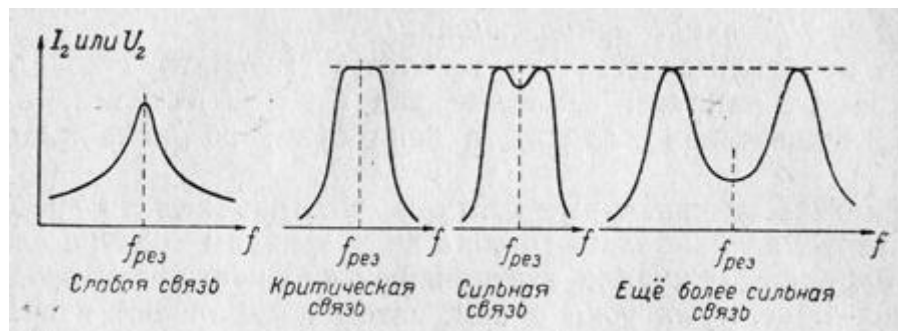
$$\Phi_1 = (L_1 \cdot I_1) / w_1 \quad \Phi_2 = (L_2 \cdot I_2) / w_2, \quad \text{где } w_1, w_2 \text{ число витков передатчика и приемника}$$

$K_{св} = m / \sqrt{L_1 \cdot L_2}$, где $m = m_{12} = m_{21}$ - коэффициент взаимной индуктивности катушек передатчика L_1 и приемника L_2

Во вторичном контуре при индуктивной связи, как правило, получается резонанс напряжений. Это объясняется тем, что в качестве генератора во вторичном контуре работает сама катушка L_2 . Она включена в контур последовательно, значит, в цепи будет резонанс напряжений.

Вторичный контур при настройке несколько влияет на первичный и нарушает его резонанс. Вообще, всякое изменение настройки одного из контуров оказывает влияние на другой контур (изменяет его настройку). Приходится каждый раз подстраивать первичный контур, чтобы восстановить резонанс после подбора емкости C_2 или числа витков N_2 . Если вторичный контур (приемник) настроен на частоту первичного (передатчик), то он вносит в первичный контур только активное сопротивление, которое тем больше, чем сильнее связь. Величина этого сопротивления определит потери в первичном контуре (перенос некоторого количества энергии во вторичный). Если же вторичный контур не настроен на частоту первого, то к активному сопротивлению добавится и реактивное (индуктивное при расстройке вверх по частоте или емкостное при расстройке вниз по частоте).

Если снять АЧХ, то ее форма будет зависеть от величины $K_{св}$, как на рисунке ниже.



Чем слабее связь, тем острее резонанс. При увеличении $K_{св}$ вершина становится сначала плоской (критическая связь), а затем двугорбой.

Критическая или сильная связь (при небольшом провале между горбами) значительно расширяет полосу пропускания приемного тракта. Для сильной связи характерна передача энергии из первичного контура во вторичный с кпд выше 50%. Слабая связь имеет меньший кпд, но зато вторичный контур почти не влияет на первичный. Поэтому сильная связь применяется в мощных передатчиках, а слабая в измерительных приборах. Нас интересует именно сильная связь, потому что при слабой связи чувствительность датчика будет минимальной.

Мне кажется, что в датчиках White's применяется сильная связь. При этом на катушку приемника воздействует основное поле Φ_{TR} и поле противоположной направленности Φ_{FB} . Сматывая витки катушки FB (обратной связи), мы балансируем датчик. При сильной связи кпд передачи энергии $>50\%$, а это значит, что мощность в

приемнике (вторичный контур) выше, чем теряемая на связь в передатчике (первичный контур). Это позволяет увеличить чувствительность датчика по сравнению со слабой связью и получить линейную АЧХ в широком диапазоне частот.

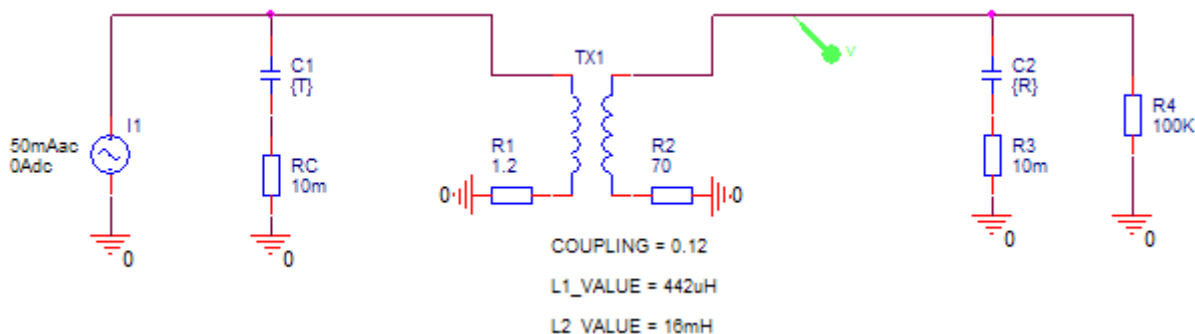
Так как при правильной настройке датчика фазы сигналов приемника и передатчика должны совпадать, настройка датчика сводится к подбору резонансной емкости приемника. Настройка передатчика на рабочую частоту тоже не такая, как обычно. Следует, перестраивая частоту генератора в некоторых пределах, найти крайние частоты горба для критической связи и потом установить среднюю частоту. Для сильной связи можно попытаться найти провал посередине горба.

Таким образом получается, что ширина полосы пропускания зависит как от геометрии датчика, так и от числа витков в катушках. Если мы хотим получить критическую связь, то разница в диаметрах передатчика и приемника должна быть как можно больше, а число витков приемника как можно меньше. Практически мы знаем, что диаметры соотносятся как 2:1...3:1. Так что, меняя диаметры передатчика и приемника по сравнению с проверенными датчиками, нужно быть готовым ко множеству экспериментов...

Настройка резонанса приемной катушки

Очень часто приходится читать в описании МД фразы типа "...резонанс катушки приемника ниже по частоте на xxx Гц относительно резонанса передатчика". Или что-то подобное, но суть в том, что если передатчик настроен в резонанс на частоту 6.8 кГц, то приемник может быть настроен на 4.5 кГц.

Зная, что такое связанные контуры, давайте промоделируем работу датчика White's. Модель датчика представляет собой не сбалансированную систему, состоящую из двух катушек: передатчика с резонансной частотой 6.8 кГц и приемника, его резонансная частота 6.8 или 4.5 кГц. Емкости резонансных конденсаторов можно подбирать: параметр {T} для передатчика и {R} для приемника.



Как известно, параллельный резонансный контур питается от источника тока. Здесь это I1, максимальный ток 50 мА. Если учитывать, что скважность сигнала 50%, и форма тока представляет собой часть синусоиды, то потребление датчика в среднем составляет 40% от тока генератора. Тогда $I_p = 50 \cdot 0.4 = 20$ мА, что соответствует действительности.

Сейчас под рукой нет фирменного датчика, но есть самодельный, вот его параметры:

L_{TR}=442 мкГ

R_{TR}=1.2 Ом

W_{TR}=31 вит.

D_{TR}=196 мм

L_{RC}=16 мГ

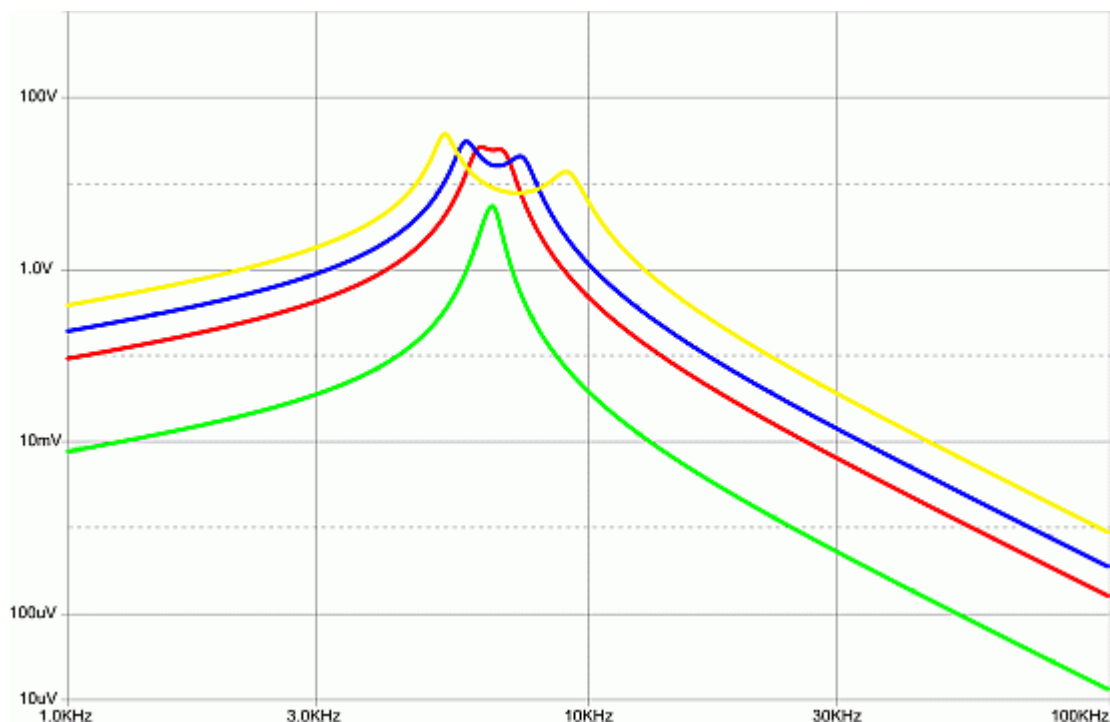
R_{RC}=70 Ом

W_{RC}=250 вит.

D_{RC}=106 мм

Так получилось, что у меня на момент экспериментов закончился провод для намотки катушек приемника, диаметром 0.31 мм. Остался только 0.12 мм (или даже 0.1 мм). Отсюда и завышенное сопротивление обмотки.

Вот что должно получаться при изменении Ксв, но без изменения резонансной емкости приемника.

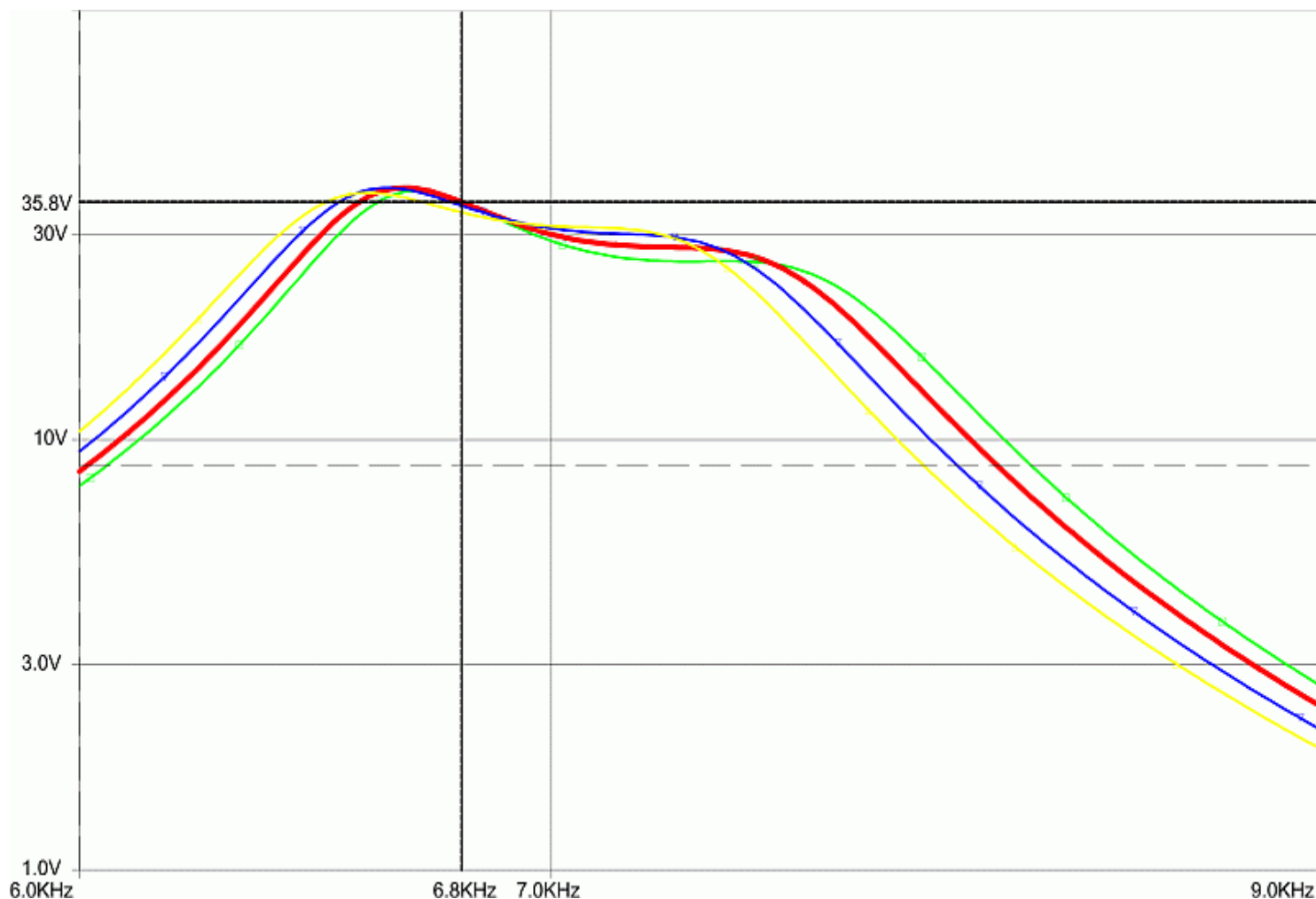


Ксв=0.01 Ксв=0.12 Ксв=0.25 Ксв=0.5

Все это хорошо, но нужно определить, какой Ксв использовался инженерами White's. Учитывая, что магнитный поток вычисляется по формуле $\Phi = (L \cdot I) / W$ (где W - число витков), можно приблизительно рассчитать

$$K_{св} = (U_{TR} / U_{RC}) * (W_{TR} * W_{RC}) = (400 \text{ мВ} / 410 \text{ мВ}) * (31 / 250) = 0.12$$

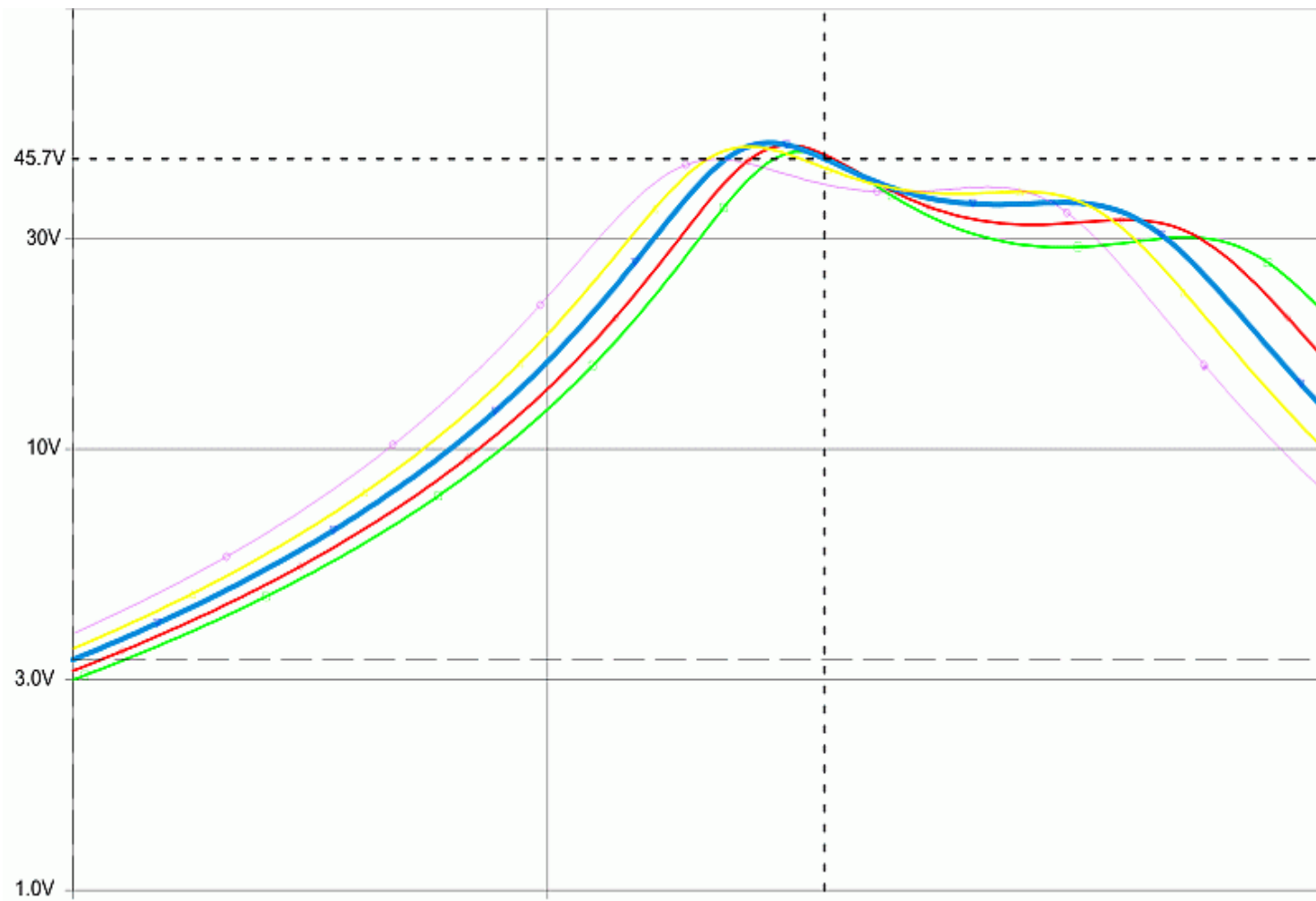
Теперь можно промоделировать датчик, пока без учета сигнала баланса, и определить, при каких номиналах C_{TR} и C_{RC} будет наибольшая отдача и чему, в действительности, равна резонансная частота. Это датчик с катушками, настроенными на одну резонансную частоту, так сказать с "полным" резонансом.



CRC=30.3n CTR=1.22u URC=35.8B

Не пугайтесь числа 35.8 В. Оно всего лишь показывает условную чувствительность датчика, с учетом добротности, индуктивности и прочих параметров катушки. Если подать с катушки обратной связи такое же напряжение, но в противофазе, то получим нулевой выходной сигнал на катушке приемника.

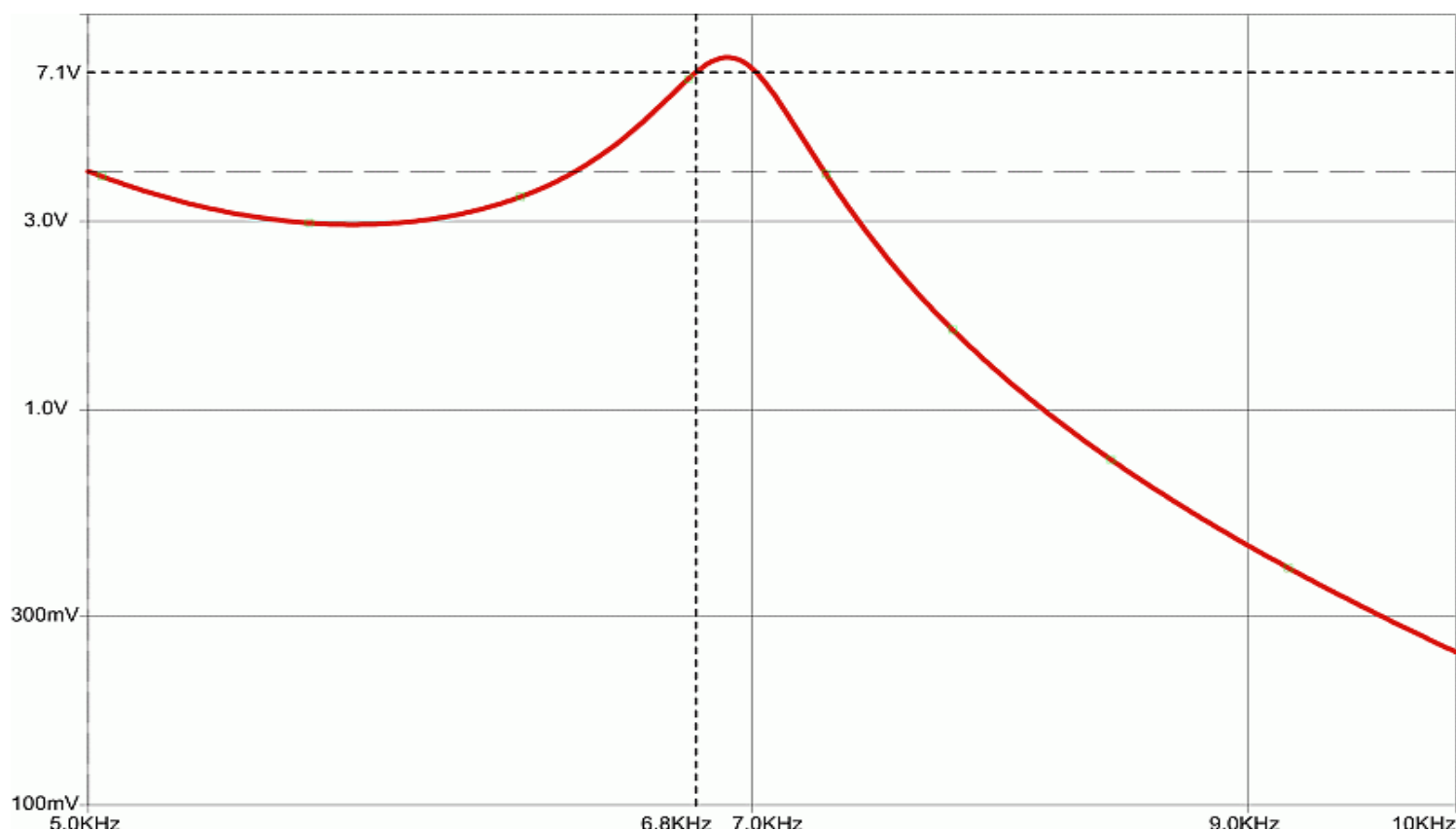
Если продолжить подбор, то можно получить на частоте 7.7 КГц, при емкости 24.2n (20+2.2), напряжение 45.7 В на выходе приемника (синяя диаграмма ниже). Кстати, так и рекомендуют настраивать связанные контуры - последовательным приближением к наилучшему результату. Неплохо, отдача приемника возросла на 30%!



Резонансные датчики White's

[Содержание](#)

Но все же вернемся к датчику, резонансная частота приемника которого ниже резонансной частоты передатчика. Давайте изменим значение CRC так, чтобы резонансная частота катушки уменьшилась до 4.5 КГц.



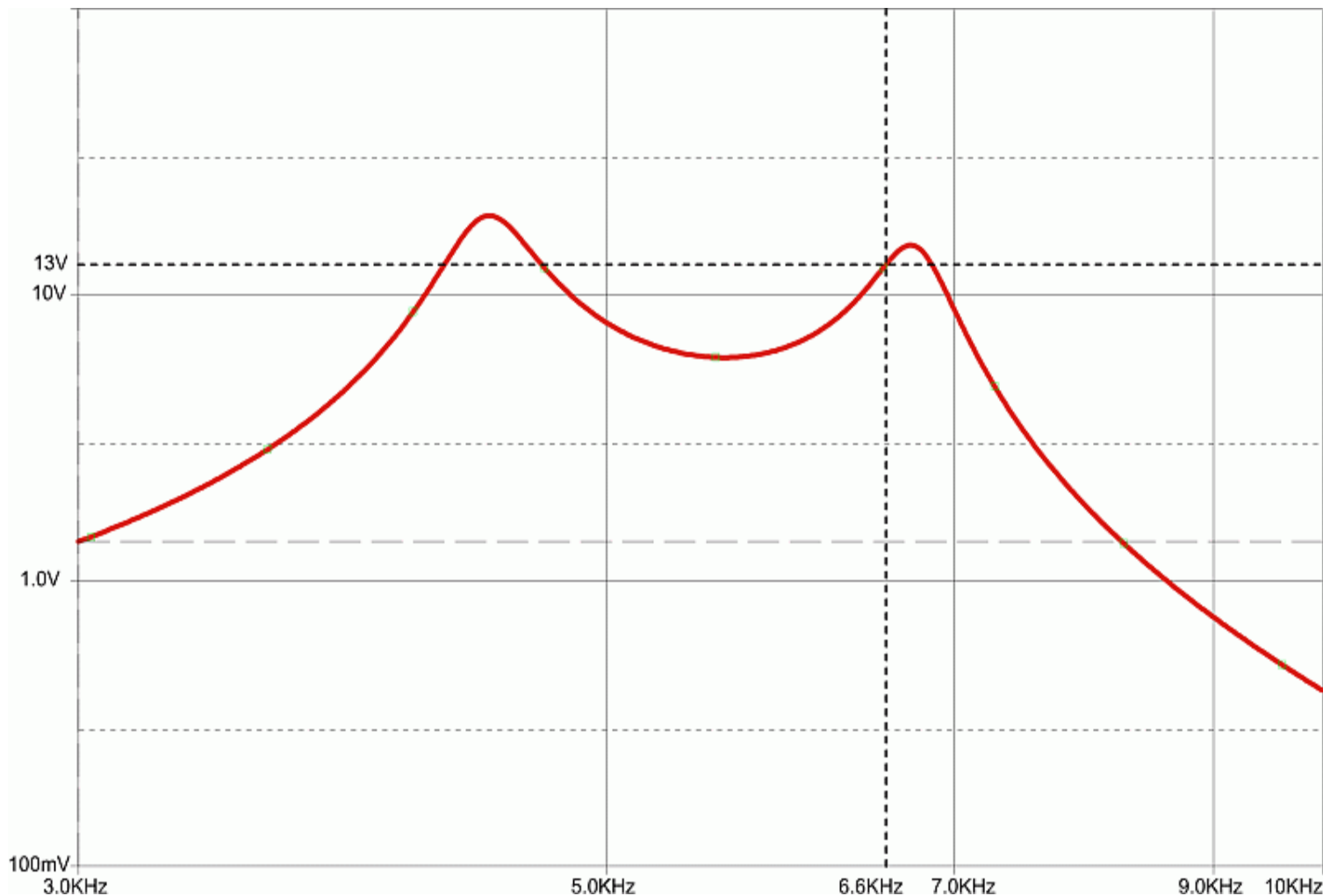
CRC=30.3n CTR=1.22u URC=7.1B

Слишком низкая чувствительность. Ее можно повысить, увеличив количество витков приемника.

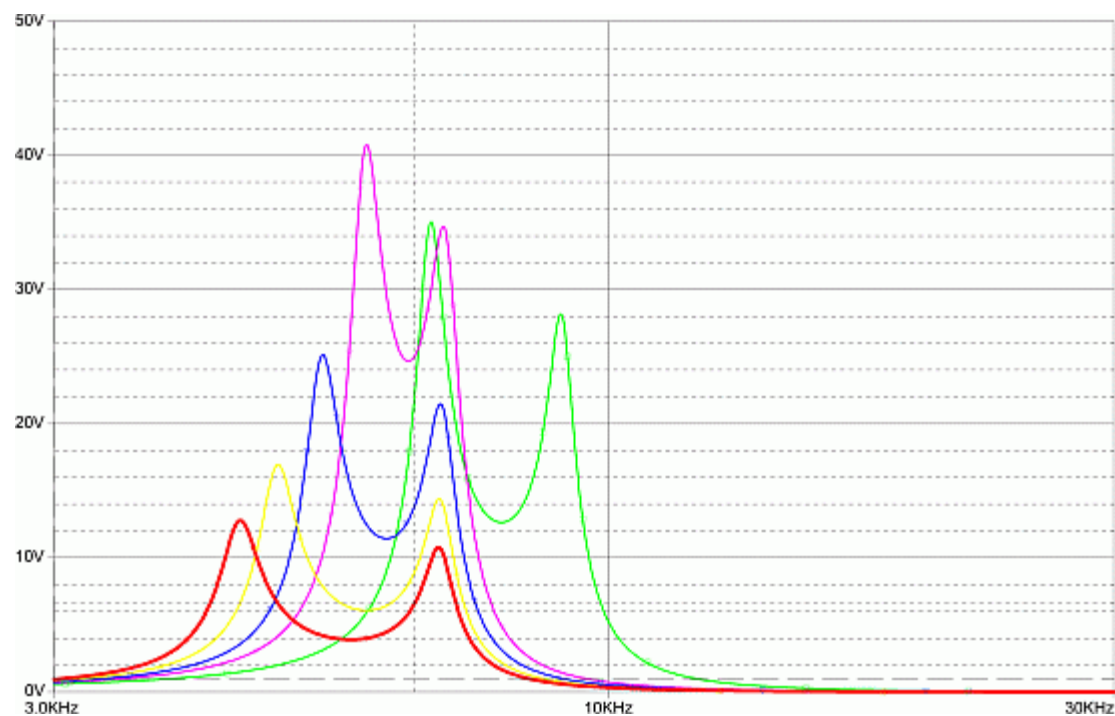
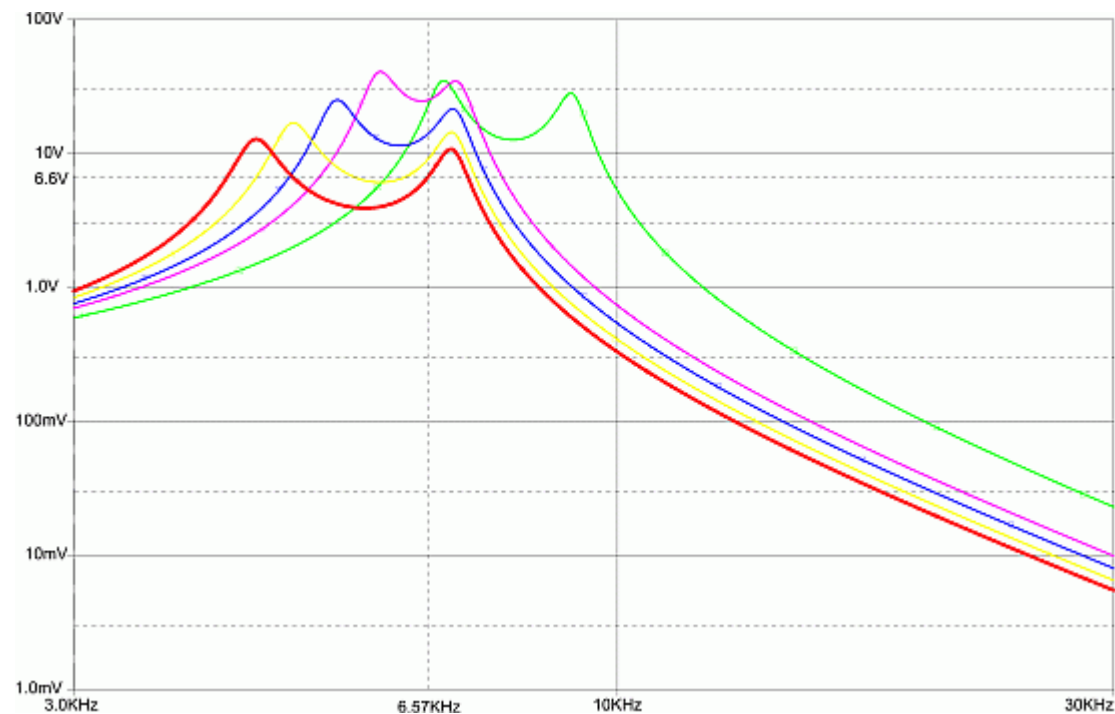
Давайте определим, во сколько раз нужно увеличить индуктивность катушки приемника и как при этом изменится Ксв. Увеличим, например индуктивность в два раза, до 32мГ, тогда для частоты 4.5 КГц емкость $C_{RC}=39\text{н}$. Теперь, зная что $K_{св} = m / \sqrt{L_1 \cdot L_2}$, можно вычислить изменившийся Ксв:

$K_{св} = K_{свс} * \sqrt{L_n / L_c} = 0.12 * \sqrt{32 / 16} = 0.17$, здесь индексы Н и С обозначают новое и старое значение.

Число витков при этом увеличится во столько же раз, т.е. $W = 250 * \sqrt{32 / 16} = 350$. Примерно столько же витков имеет катушка White's. Вот что получилось:



Легко увидеть, что после оптимизации получается $C_{TR}=1.33\mu$, $C_{TR}=39\text{н}$ и резонансная частота уменьшилась до 6.6 КГц. Однако выходное напряжение приемника увеличилось до 13 В, почти в 2 раза. И все-таки такие датчики менее чувствительны, чем с "полным" резонансом. Я это наблюдал неоднократно на экране осциллографа - имею в виду уменьшение чувствительности. Правда, реакция такого датчика на температурные изменения во столько же раз меньше. Может, фирма White's этого и добивалась.



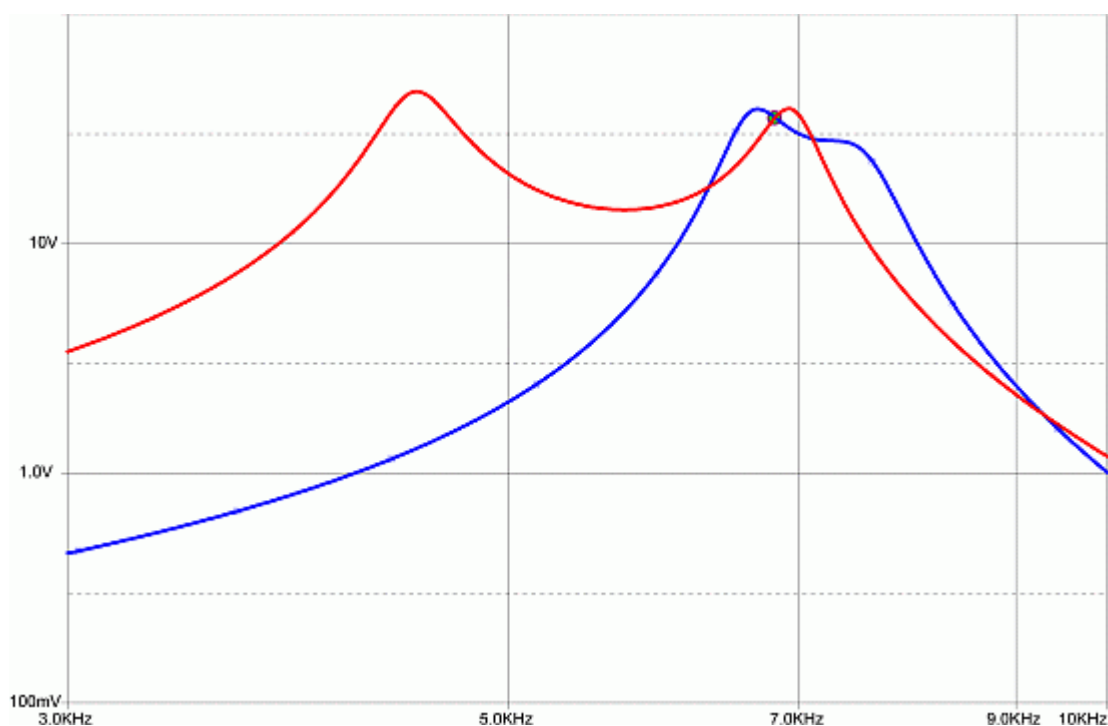
На графиках выше показано влияние резонансного конденсатора на Ксв контуров приемника и передатчика. Зеленый график соответствует $C_{RC}=22\text{n}$, розовый $C_{RC}=27\text{n}$ и при этом сдвиг фазы приемника и передатчика составляет примерно 90° . Это дает возможность применить датчик с такой настройкой в типовой схеме, с формированием управляющих сигналов СД на компараторах. Практически это датчик с "полным" резонансом.

Если далее продолжать увеличивать резонансную емкость, то Ксв будет увеличиваться, резонансное напряжение уменьшаться. Это ясно видно на диаграмме - горбы резонанса как бы раздвигаются. Сдвиг фазы между сигналами передатчика и приемника тоже увеличивается, и при значении $C_{RC}=39\text{n}$ станет близок к 180° . Если теперь поменять местами управляющие сигналы СД - drX, drY, то опять получим типовую схему управления. В этой точке, для числа витков катушки приемника около

380, резонансная частота составит примерно 4.5 КГц. К сожалению, выходное напряжение на катушке в этой характерной точке самое маленькое. Как оно выглядит без логарифмирования, видно на правом рисунке. Здесь более ясно видно резкое уменьшение чувствительности.

На осциллографе у меня чувствительность различалась в 2...4 раза, и не в пользу датчика White's. Моделирование это подтверждает. Но давайте не забывать, что в этом моделировании учитывалось только изменение первичного поля связи между передатчиком и приемником, и не учитывалось влияние поля баланса от катушки обратной связи. Хотя большую часть информации о цели переносит именно первичное поле. Возможно, балансируя катушку приемника хотя бы до 50 мВ, мы получим немного иную картину. Но качественного изменения, скорее всего, не произойдет.

Ну, и зачем нужен этот сдвиг? VDI примерно то же, влияние почвы меньше, но пропорционально чувствительности. Говорят, что уменьшается эффект динамического влияния грунта. Но что это такое? Помнится, про него впервые упомянул Джордж Пейн, но в контексте фазирования обмоток датчика. И не удосужился пояснить, что же точно он имел в виду под этим термином. Второе упоминание относится к схеме AGEВметаллодетектора White's 6000 DiPro. Но там просто хитро корректируется напряжение баланса усилителя X, немного сдвигая значение VDI в зависимости от величины разбаланса в канале и удерживая его значение для почвы близко к расчетному.



Если рассмотреть графики датчика с "полным" резонансом и White's, то можно увидеть только то, что резонансные горбы во втором случае разнесены дальше. И датчик настраивается ближе ко второй резонансной частоте. На рисунке выше я специально увеличил выходное напряжение датчика White's в три с лишним раза, чтобы их вершины совпали. Да, расхождения есть.

Может, это как-то и влияет на динамический эффект, но я пока не нашел подтверждения этому. И, кстати, Пейн писал в своих заметках, что динамический эффект влияния почвы на два-три порядка слабее по воздействию, чем статический.

В общем, пока полезность разнеса частот для меня не ясна...

Как выбрать резонансную частоту приемного контура датчика ?

Давайте еще раз вернемся к этому вопросу. Но немного с другой стороны. Как известно, если настроить приемный контур датчика в резонанс передающим, то датчик

будет иметь максимальную чувствительность. К какой цели? Да ко всем, и почве в том числе. Это ведь тоже цель, правда, вредная. Нам от неё надо избавиться, да не выходит никак...

Проведем простейший эксперимент. Для этого возьмем стандартный датчик "Кольцо" и настроим его передатчик в резонанс. Получилось 6.1 КГц (такой вот датчик попался). Добьёмся баланса при не резонансной катушке передатчика - получили нулевое выходное напряжение и нулевой (по отношению к передатчику) сдвиг фазы приемной катушки. Тут всё ясно. Теперь настроим катушку приёмника в резонанс с передатчиком и установим среднее напряжение на катушке приёмника так, чтобы при приближении к почве это напряжение уменьшалось. С учётом диапазона температур от -10°C до +50°C получили напряжение на катушке приёмника 60 мв при резонансной ёмкости около 47п.

Теперь давайте менять резонансную частоту контура приёмника и вычислять как чувствительность датчика к цели (пятак, разумеется), так и почве (пластиковый тазик с солёным песком).

Поведение датчика опишем коэффициентами:

$K_c = U_c : 60$ - назовём его коэффициентом цели; напряжение U_c при приближении пятока к датчику увеличивается

$K_p = U_p : 60$ - назовём его коэффициентом почвы; напряжение U_p при приближении пятока к датчику уменьшается

И, наконец, главный коэффициент:

$K = K_c : K_p$ - он покажет относительную чувствительность датчика, с учетом подавления почвы

Чем выше этот коэффициент, тем больше динамический диапазон датчика. Не секрет, что при сильном влиянии почвы максимальной чувствительности не достичь - приходится уменьшать усиление прибора, чтобы избежать ложных срабатываний. С другой стороны, всегда можно увеличить усиление МД, если это позволяют условия поиска.

Проверим, при какой резонансной частоте контура приёмника получится максимальный К. Для этого будем менять резонансный конденсатор в цепи приёмного контура и не забудем каждый раз устанавливать выходное напряжение приёмника на 60 мв. Вот что получилось.

Fr, KHz	C, п	Up, мв	Uc, мв	Kп	Kц	K	Ko
н.р.	-	60-45=15	150	0.25	2.5	10	1.07
6.9	33	60-30=30	320	0.5	5.3	10.6	1.14
6.1	47	60-15=45	420	0.75	7	9.33	1
5.7	56	60-28=32	350	0.53	5.8	17.6	1.9
5	68	60-40=20	240	0.33	4	12.12	1.3
4.3	100	60-48=12	135	0.2	2.25	11.25	1.2

В последней графе приведена относительная чувствительность датчика K_o , по отношению к резонансной частоте 6.1 КГц.

Теперь по порядку. Как видно из таблицы, несмотря на то, что чувствительность датчика максимальна при резонансной частоте приёмника ($K_c=7$), совпадающей с резонансной частотой передатчика, это не даёт наилучших результатов для поиска. Дело в том, что и чувствительность к почве тоже высока. В результате динамический диапазон получился наименьшим из всех, даже для не резонансного датчика. Но, как

видно, и частота 4.5 КГц, на которую рекомендуют настраивать датчик по методике White's, тоже не даёт хороших результатов. Лучшей оказалась некая средняя частота около 5.7 КГц, где относительная чувствительность наивысшая. Для сохранения чувствительности нужно просто увеличить усиление прибора на 20%. Это немного и вполне по силам. Сдвиг фазы на этой частоте около 50 градусов (или 130, смотря с какого угла измерять).

На осциллографе видны характерные графики:

1. При не резонансной катушке приёмника - фазы приёмника и передатчика совпадают.
2. Для частоты 4.3 КГц (по методике White's) - фазы приёмника и передатчика сдвинуты почти на 180°, что равноценно совпадению фаз.

Итак, рискну предложить настраивать датчики таким образом:

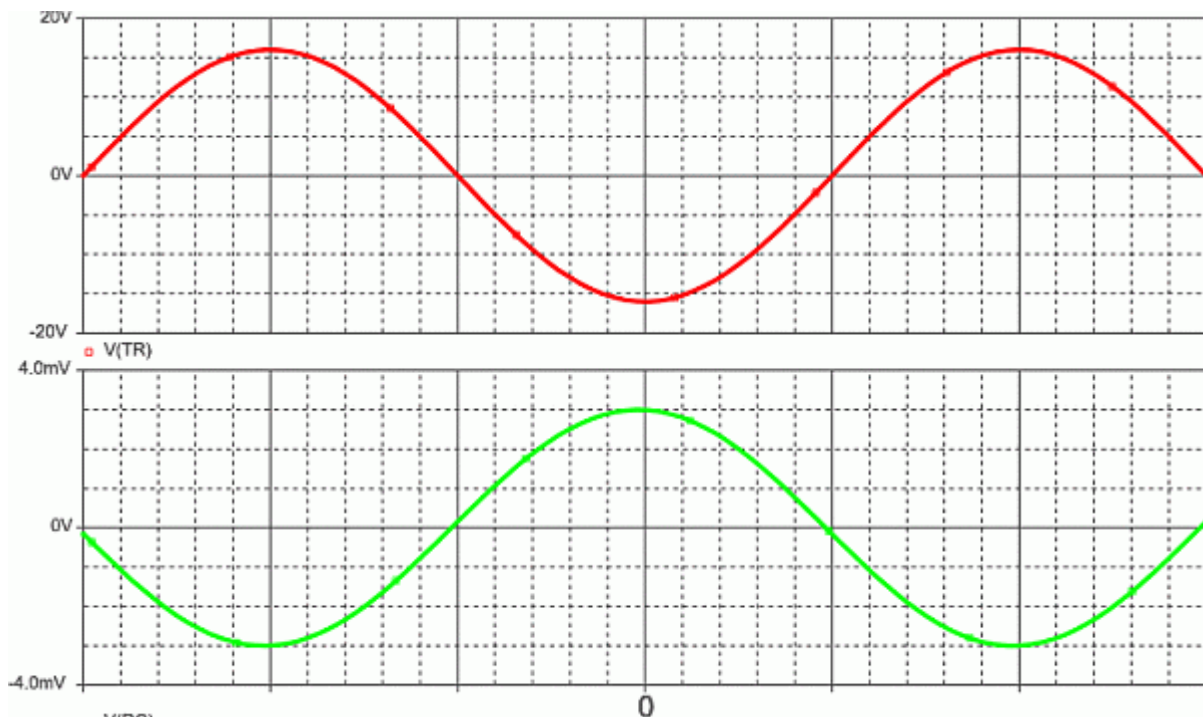
1. Наматываем все катушки датчика.
2. Настраиваем катушку передатчика в резонанс на малом токе (так легче поймать максимум).
3. Увеличиваем ток датчика до начала видимых искажений синусоиды и немного уменьшаем его.
4. Балансируем датчик, контур приёмника не резонансный. Фаза сигнала приёмника совпадает с фазой передатчика.
5. Подбираем резонансный конденсатор приёмника, по максимальной чувствительности. Если выходное напряжение датчика получилось большим и нет автоматики баланса, то можно применить поглощающую вкладку. Например, отрезок жести от консервной банки. Меняя её размеры и положение, сдвигая балансирующий виток, нужно добиться нулевого (или около того) напряжения на выходе приёмника.
6. Увеличиваем ёмкость резонансного конденсатора до тех пор, пока не получим максимальный динамический диапазон (максимальное значение K).
7. Устанавливаем такое выходное напряжение приёмника, чтобы не было "переворота" фазы при нагреве-охлаждении.

Да, это муторно и долго. Придётся ведь, для МД без автоматики, еще и подбирать элементы в цепи формирования сигналов управления синхронными детекторами, ибо получился нестандартный сдвиг фазы приёмника. Но это вроде стоит затраченных усилий.

Датчики с "полным" резонансом

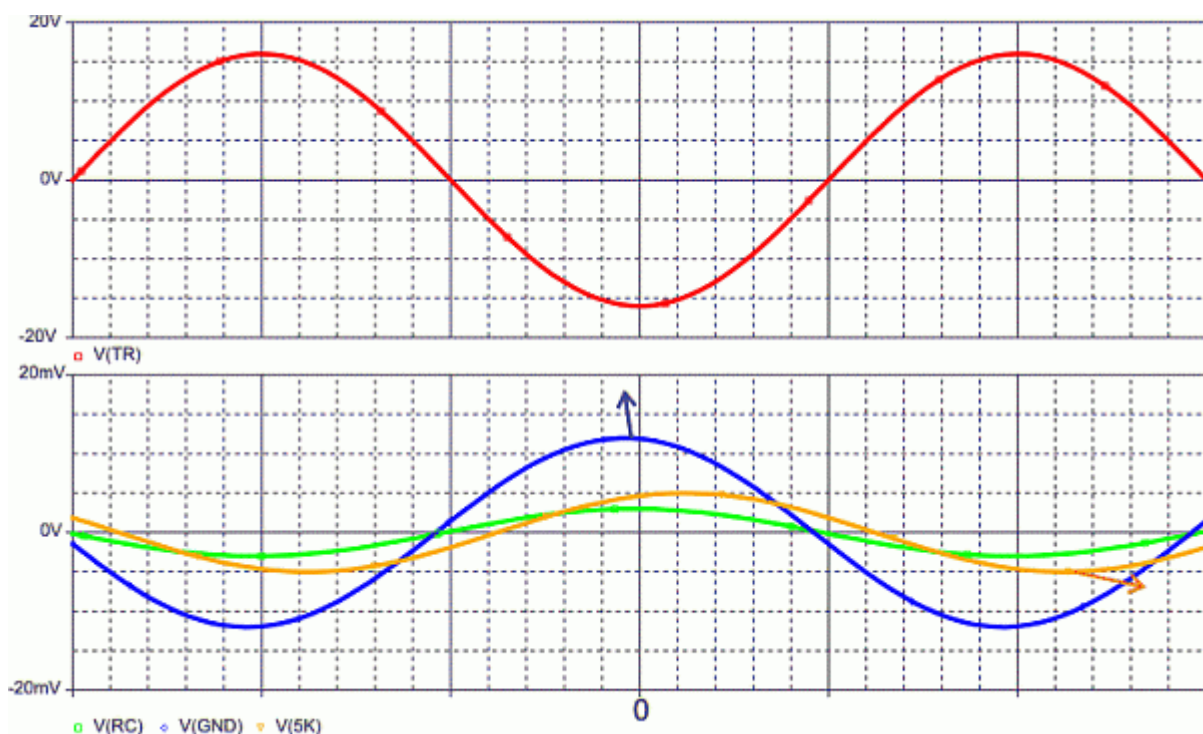
[Содержание](#)

Я в свое время провел пару экспериментов. Это было, когда я осваивал датчик "Кольцо" (примерно в 2001 году?). Я сделал датчик, настроил в резонанс катушку передатчика и затем, по аналогии с BlueMax 950, подобрал резонансный конденсатор приемника до совпадения с фазой передатчика. Получилось примерно вот такая диаграмма.



Фаза сигнала приемника почти совпадает с фазой сигнала передатчика. Напряжение на катушке передатчика 16 В, приемника 3 мВ или меньше.

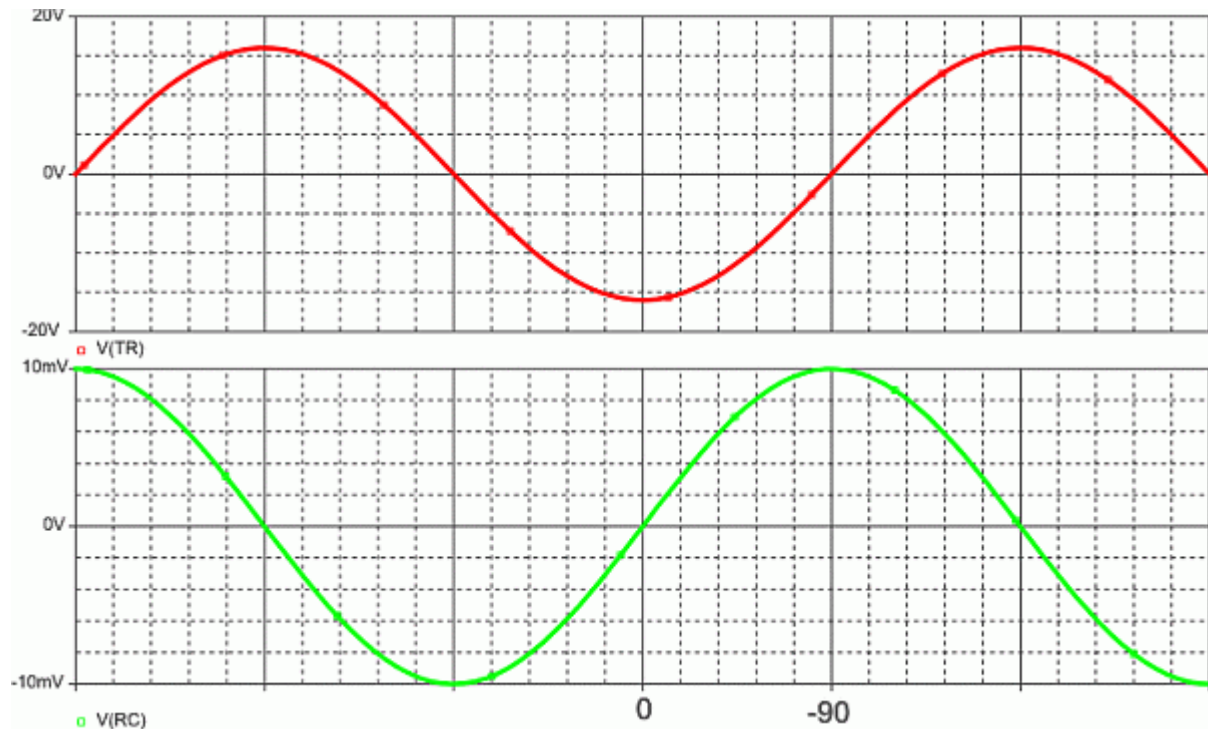
Затем я испытал датчик тестовыми предметами. Результаты на рисунке ниже. И чувствительность, и фазовые сдвиги соответствовали результатам испытаний BlueMax 950 (я их нашел в какой-то статье).



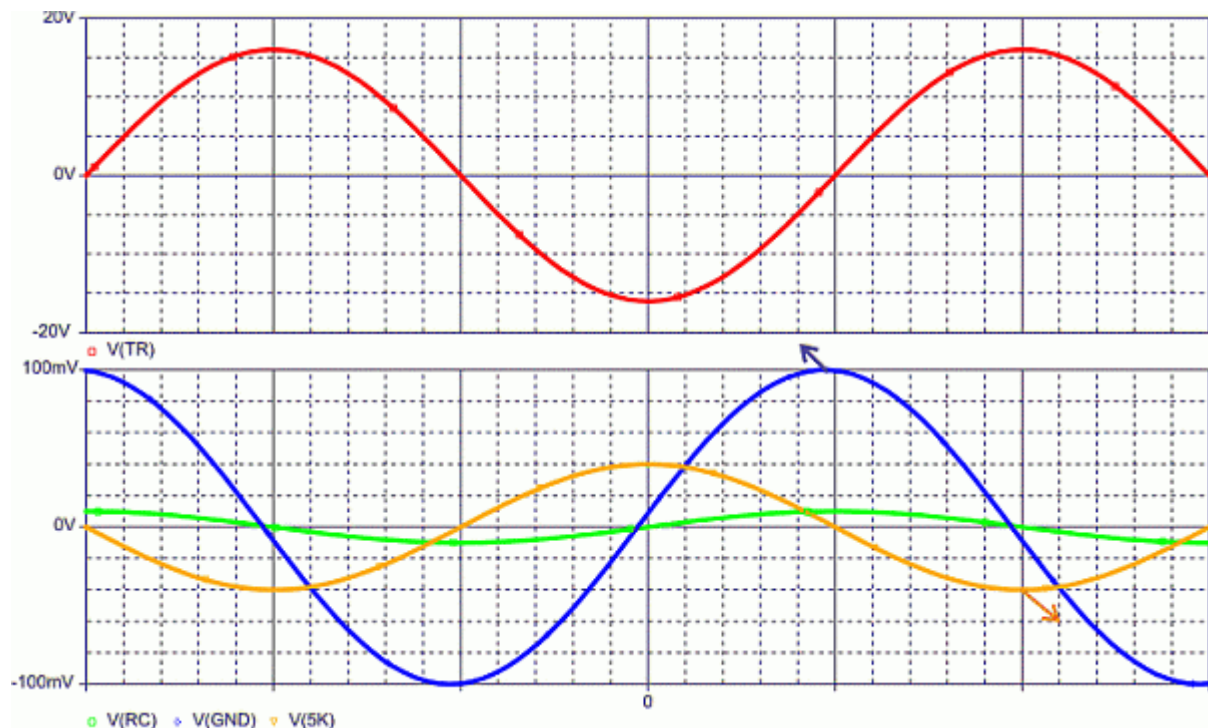
Синяя диаграмма - это почва, оранжевая - это пятак. При такой характеристике датчика дискриминатор работает правильно.

Все это прекрасно укладывается в схему White's 6000, например. Там именно канал X имеет схему автобаланса - при нагреве - охлаждении датчика изменение амплитуды сигнала приемника на порядок выше изменения фазы. От этого никуда не уйти, и, если усиление по DC велико или есть канал G (там сигналы X и Y складываются) - наличие автобаланса обязательно.

Но меня не оставляло чувство, что здесь что-то не так. Уж очень слабой была реакция датчика на железки. Должен сказать, что до этого я безуспешно делал конструкции, где катушки приемника и передатчика имели одинаковую частоту резонанса. Выглядело это вот так.



Напряжение на контуре передатчика 16 В, на контуре приемника 10 мВ. Это больше, чем у BlueMax, но и чувствительность такого датчика была намного выше. На рисунке ниже показана реакция датчика с "настоящим" резонансом.



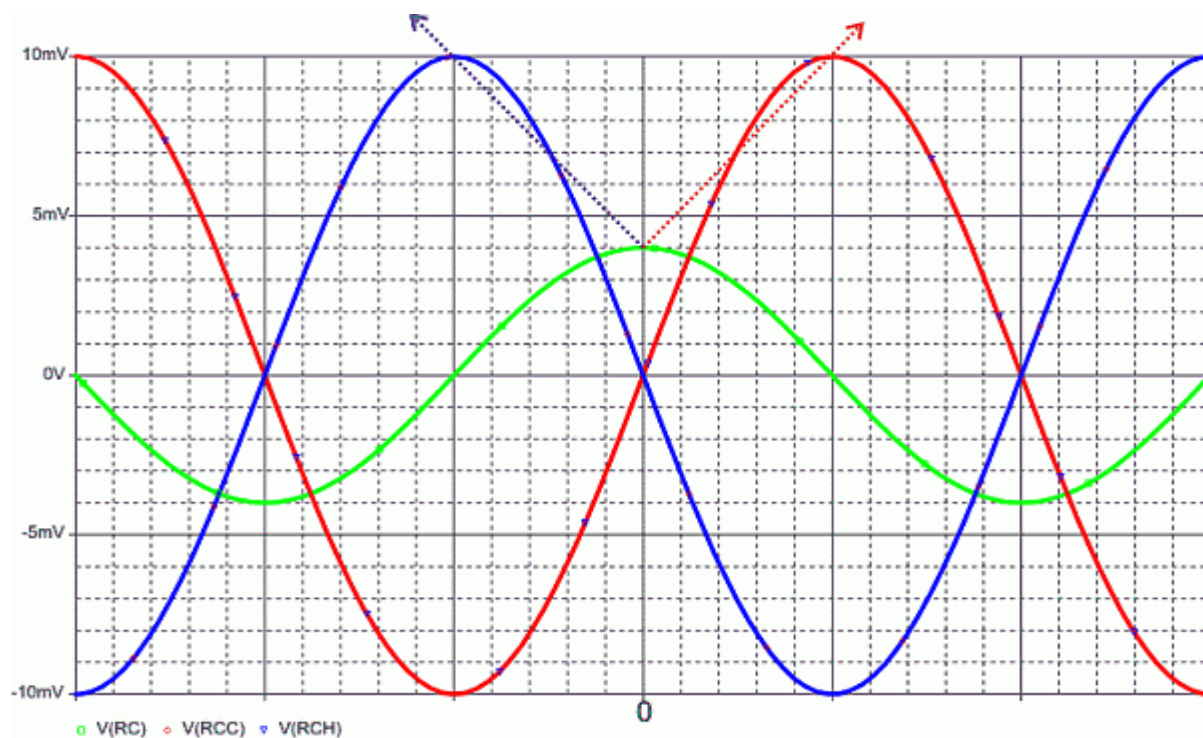
Видно, что реакция датчика примерно в 4-6 раз выше, чем у копии фирменного. Сигналы сдвинуты на 90°, так что я тогда поменял местами drX и drY. Синяя диаграмма - это почва, оранжевая - это пятак. Вроде все хорошо.

Но МД с таким датчиком не работал. На столе все было прекрасно, однако стоило мне выйти во двор, на жаркое солнце, как все "расползлось". Очень быстро нагрев датчика приводил к перегрузке усилителей синхронных детекторов и чувствительность падала до нуля. В то время я искренне считал, что чем выше усиление синхронных детекторов, тем лучше.

Каково же было мое удивление, когда, подключив BlueMax собственной разработки к плате, я очень долго, на том же солнце, находил во дворе кочегарки ржавые гвозди и масляные болты. Я тогда для лаборатории арендовал комнатку в старой кочегарке. Платил натурой, ремонтируя разный хлам в соседней, действующей. Но всякому кайфу приходит конец, прибор к обеду "отрубился". Я подумал немного, уменьшил усиление СД и поднял усиление фильтра. Прибор заработал хорошо, если чувствительность 15-18 см на пятак можно считать хорошим результатом. Но тогда и это было шагом вперед. Правда, на своем датчике с "настоящим" резонансом я получал до 22-25 см на тот же пятак. Кстати, тогда у меня был старенький С1-76, одноканальный, и я пользовался каналом синхронизации в полный рост, превращая его в псевдо-двухканальный. В качестве первого канала, от которого синхронизировал сигнал, я использовал нарисованную на экране фломастером осциллограмму (как правило, передатчика) - просто обводил сигнал. Затем тыкал щупом в другую точку и зарисовывал на листике "два канала" :-)

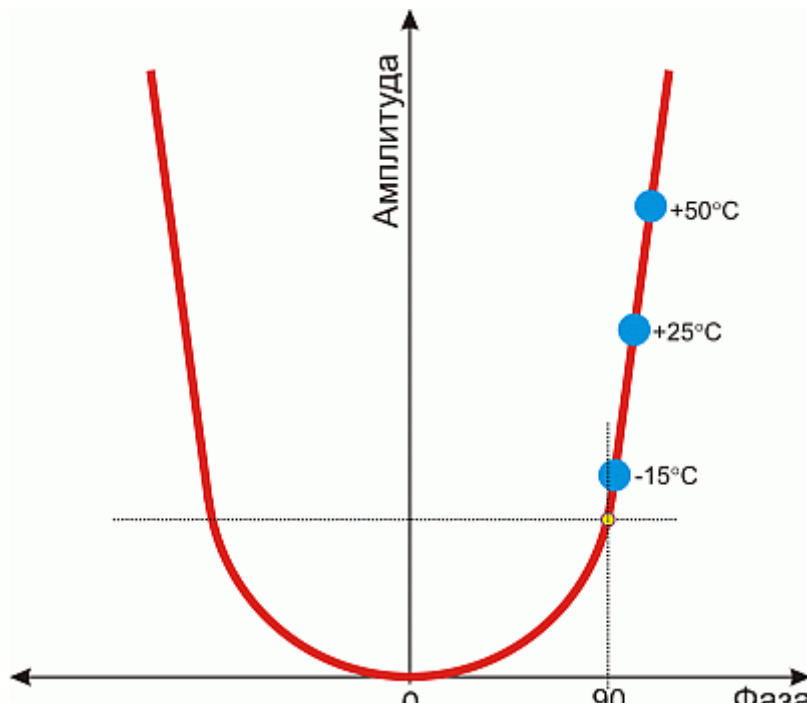
Но именно тогда я уяснил, в чем дело и провел первые эксперименты по нагреву - охлаждению датчиков. В кочегарке был старый холодильник, он охлаждал примерно до -5°C , и это в морозилке. На подоконнике датчик разогревался до $+60^{\circ}\text{C}$, по термометру. Юг, однако...

Итак, вот диаграммы охлаждения датчиков до -5°C и нагрева до $+50^{\circ}\text{C}$.



Я в начале работ с металлодетекторами наивно считал, что настраивать датчики надо по минимуму напряжения на катушке приемника. Но посмотрите, что выходит: при охлаждении сигнал (синяя диаграмма) "едет" влево, одновременно увеличивается его амплитуда. При нагреве он смещается вправо (красная диаграмма), опять же амплитуда увеличивается. Для вашей катушки может быть наоборот - при охлаждении сигнал смещается вправо, при нагревании влево. Сути это не меняет, амплитуда увеличивается.

Я бился над датчиками, наверное, год - пока до меня не дошло, что, если начертить зависимость фазы и амплитуды, то получится примерно вот такая картинка.



Видно, что немного, раза в два увеличив начальную амплитуду сигнала, можно добиться небольшого и примерно линейного изменения фазы. Осталось найти точку, лежащую на линейном участке характеристики, которая соответствовала бы +25°C - примерно при этой температуре я делаю датчики. Точками синего цвета показано примерное расположение рабочей температуры датчика на линейном участке.

Глядя на эти диаграммы, я решил сделать металлодетектор с "настоящим" резонансным датчиком. Жалко было терять такое усиление из-за какого то градусника :-)

Мне это удалось, датчики имеют повышенную отдачу, а изменение фазы почти линейно - это прекрасно алгоритмизируется и код процессора получается простой. Но заняло всё это не один год...

Баланс датчика "в ноль"

Для обычных аналоговых металлодетекторов принято балансировать датчик до нулевого выходного напряжения. Сделать это зачастую трудно, да и надо ли? Вы знаете, надо. Т.е. не обязательно должен быть ноль, но близко к этому. Насколько близко, зависит от схемы металлодетектора. Проще всего определить, надо ли проводить дополнительную балансировку датчика, можно с помощью нагрева или охлаждения датчика на 10-20 градусов от комнатной температуры. Это если Вы настраиваете датчик в комнате :-). Если после охлаждения упала чувствительность, стал неправильно работать дискриминатор или прибор вообще замолк, то всё дело в плохой термостабильности датчика.

Произошло следующее: при нагревании датчика сместилась точка баланса канала Y и это повлияло на чувствительность. На левом рисунке показана диаграмма чувствительности до охлаждения, на правом после.

рис 1

рис 2

О резонансных датчиках с емкостно связанными контурами

Последнее время стали применять датчики, которые имеют контур с параллельным резонансом для накачки передатчика, имеющего последовательный резонансный контур. Принцип действия такого контура кратко пояснен в разделе [Связанные контуры](#). Меня заинтересовали возможности такого передатчика, тем более что МД, где я его

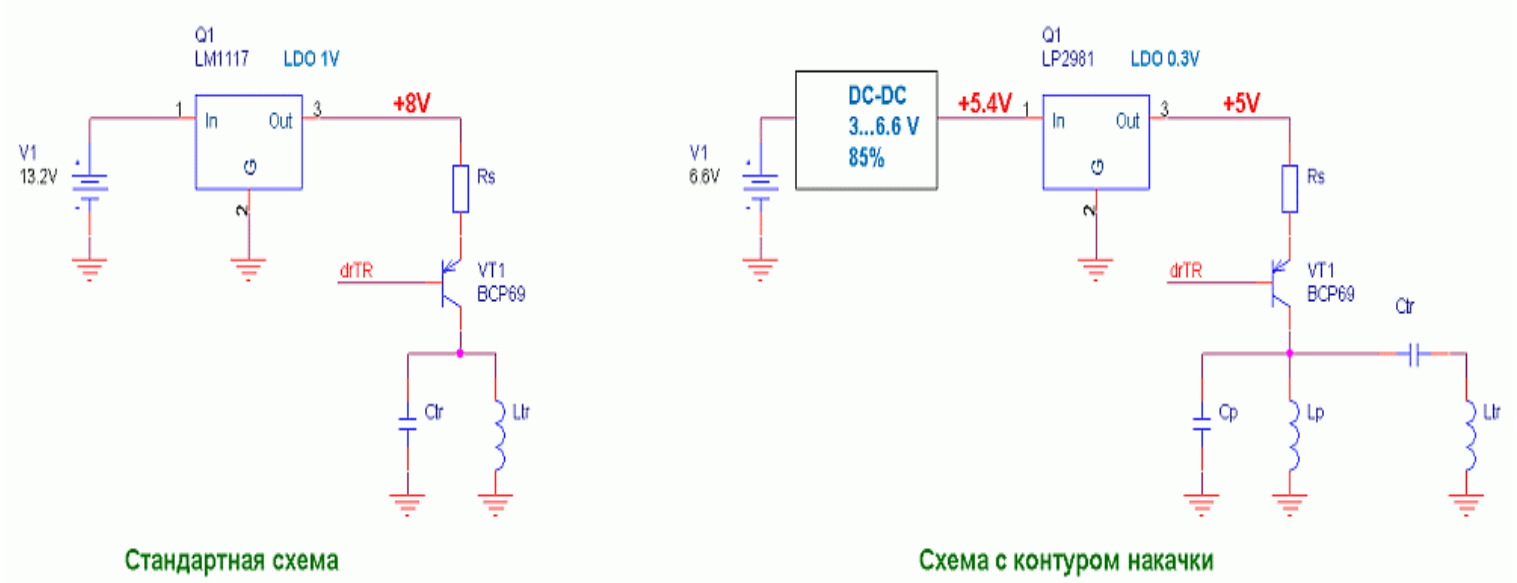
встречал, работают довольно неплохо. Я решил проверить, что можно "выжать" из такого передатчика и какова его эффективность по сравнению с типовым.

Напомню, что для меня типовой датчик имеет вот такие параметры. Число витков передатчика - 31, намотан в два провода Ø0.41 мм. Число витков катушки связи - 11, намотана проводом Ø0.41 мм. Число витков приемника - 350, провод Ø0.15 мм. Питание передатчика от +8 В. Результаты испытаний приведены в таблице ниже. Здесь: Id - импульсный ток в катушке передатчика, Ib - ток потребления от батареи, Is, mA - ток в катушке связи, Utr, В - размах синусоиды на выходе передатчика, Ctr и Crc - резонансные конденсаторы передатчика и приемника.

Частота, кГц	Id, мА	Ib, мА	Is, мА	Utr, В	Ctr, мкф	Crc, нф
13	380	14		16	0.27	6.8
7	640	29		15.5	0.27+0.68	6.8+6.8

Для датчика с контуром накачки пришлось изменить витки передатчика, так как в нем применена катушка с последовательным резонансным контуром. Он имеет такие параметры. Число витков передатчика - 48, провод Ø0.41 мм. Число витков катушки связи - 16, провод Ø0.41 мм. Число витков приемника - 350, провод Ø0.15 мм. Индуктивность дросселя Lp 2.2 мГн.

Датчики исследовались на стенде, первый при питании 8 В, второй при питании 5 В. Схема включения приведена на рисунке ниже.



Эксперимент состоял из подбора резонансных емкостей для контура накачки и контура передатчика. Я применил вот такой ряд емкостей конденсаторов: 220 нф, 330 нф, 470 нф, 680 нф, 1 мкф, 1.5 мкф. Для каждого конденсатора в контуре накачки из этого ряда проверялись все значения емкостей конденсаторов, из этого же ряда. Результаты заносились в таблицу. Таблица получилась большой, 30 строк. В результате я оставил две наиболее приемлемых по эффективности строки. Их можно видеть в таблице ниже.

Частота, кГц	Id, мА	Ib, мА	Is, мА	Utr, В	Cp, мкф	Ctr, мкф	Crc, нф
13	260	28	28	25	0.47	0.22	5.6
7	480	137	62	22	1.0+0.47	0.22+0.47	5.6+15

К сожалению, при таком числе витков передатчика не удалось получить ток в контуре, хотя бы примерно такой же, как в типовом датчике. Но сравнить можно. Хотя уже сейчас

возникло предположение, что этот метод включения подходит для высоких частот передатчика. Так, FisherF70 работает на частоте 13 кГц, TroyShadow - на частоте 17 кГц.

Попытаемся вывести некий коэффициент, показывающий эффективность передатчика. Например, для частоты 7 кГц.

Стандартная схема. При максимальном заряде батарей будут самые большие потери, поэтому расчеты произведем для напряжения батареи 13.2 В.

Общая мощность:	$P_o = V_1 \cdot I_b = 13.2 \cdot 29 = 383 \text{ мВА}$
Мощность потерь:	$P_p = (V_1 - 8) \cdot I_b = (13.2 - 8) \cdot 29 = 151 \text{ мВА}$
К.п.д	$\eta = (P_o - P_p) : P_o = (383 - 151) : 383 = 61\%$
Мощность в датчике:	$P_d = U_{tr} \cdot I_d \cdot \eta = 15.5 \cdot 640 = 9920 \text{ мВА}$
Эффективность:	$\Xi = (P_d : P_o) \cdot \eta = (9920 : 383) \cdot 0.61 = 16$

Схема с контуром накачки. Самые большие потери будут при минимальном заряде батарей, поэтому расчеты произведем для напряжения батареи 3 В. При этом КПД преобразователя 80%, ток от батареи 137 мА.

Общая мощность:	$P_o = V_1 \cdot I_{dc} = 3 \cdot 137 = 411 \text{ мВА}$
Мощность потерь:	$P_p = P_o - 5 \cdot I_s = 411 - 5 \cdot 62 = 101 \text{ мВА}$
К.п.д	$\eta = (P_o - P_p) : P_o = (411 - 101) : 411 = 75\%$
Мощность в датчике:	$P_d = U_{tr} \cdot I_d = 22 \cdot 480 = 10560 \text{ мВА}$
Эффективность:	$(P_d : P_o) \cdot \eta = (10560 : 411) \cdot 0.75 = 19$

Знаете, сам не ожидал... Получилось, что схема с накачкой эффективнее традиционной. Надо проверить этот датчик и эту схему на "живом" металлодетекторе. Что-то гложут меня сомнения, правильна ли методика расчетов. И будет ли нормальная чувствительность...

Есть, правда, маленькая ложка дегтя. Это повышенный ток потребления от батареи. Применяв аккумуляторы емкостью 2100 мА•ч, получим $2100 : 137 = 15$ часов непрерывной работы. Для традиционной схемы время работы $2100 : 60 = 35$ часов. Если учесть, что аккумулятор Варта на 2100 мА•ч стоит 42 грн, то экономия составит 168 грн. Тоже неплохо, хотя выбирать Вам...

О диаметре провода передатчика

Мне часто доводилось слышать вот такое мнение: "У меня нет провода 0.4, которым рекомендуется мотать катушку передатчика. Зато много провода 0.3. Намотаю им, ничего страшного". Я неоднократно обращал внимание на то, что предпочтительнее мотать резонансные катушки передатчиков более толстым проводом, если нет такого, какой указан автором. Но мое мнение чаще всего не принимается во внимание.

Давайте на практике проверим, как влияет диаметр провода, которым намотана катушка передатчика с параллельным резонансом. Для этого изготовим два совершенно одинаковых датчика, но в одном катушку передатчика намотаем в два провода. Типа такойлитцендрат применили.

Число витков передатчика	31		
Диаметр провода передатчика	0.41 мм	и	2 x 0.41 мм
Число витков приемника	350		
Диаметр провода приемника	0.16		

Датчик настроен на 13 кГц при резонансных емкостях: для передатчика 270 нФ, для приемника 6.8 нФ. Для частоты 7 кГц параллельно емкости передатчика подключается конденсатор 680 нФ, приемника - 8.2 нФ.

Настроим датчики. Для этого подключим их к стенду и запитаем передатчик от 8 В, как в ПМД. Установим максимально возможный импульсный ток I_d через катушку передатчика и измерим средний ток потребления $I_{датчика}$ от батареи.

Вот что получилось.

Частота, кГц	I_d , мА	$I_{датчика}$, мА	$U_{тр}$, В	Катушка передатчика
7	570	43	14	0.41 мм
7	640	29	16	2 x 0.41 мм

Как видно из таблицы, датчик, намотанный в один провод, менее эффективен и потребляет от батареи большую мощность. И это значительные потери, около 48% по отношению ко второму датчику. При этом ток в контуре у первого датчика меньше на 11%, чем у второго. В итоге чувствительность первого датчика будет значительно меньше.

Принципиально не буду приводить формулы для расчета резонансных контуров. Я пользуюсь старым справочником Кронегера, еще со школьных лет. Кому интересно - найдите, посмотрите, посчитайте и убедитесь, что активное сопротивление контура играет огромное значение.

Вывод: мотайте датчики толстым проводом.

О кабеле и разъеме

Второй важнейший элемент металлодетектора. Если кто-то забыл - первым является датчик. Он должен иметь достаточно жесткую конструкцию, чтобы не срабатывать при ударах о камни и разную траву.

До глубин 30 см я применял четырехпроводный экранированный кабель белорусского производства, и все было нормально. Потом я увеличил отдачу датчика, поднял усиление прибора и начались неприятности.

Разумеется, если датчик неподвижен, то все в порядке - чувствительность от 33-35 см, при работающих компьютере и телевизоре. Казалось бы, такая подсказка понятна и дураку. Но нет, я опять думал о схеме, алгоритме распознавания, помехах от почвы и так далее. И вообще, если есть возможность совершить, например, десять ошибок, то я не ограничусь пятью. Я совершу не менее девяти. И через год попытаюсь сделать их опять, на том же месте...

Выглядело это следующим образом. При маховом движении датчиком прибор не реагировал на монетку, лежащую на поверхности земли. А если видел, то не всегда, и чаще всего в конце маха... Я думаю, что в конце маха изгибается штанга - датчик обладает некоторой массой, штанга гибкостью, - вот эта конструкция и гнется. А кабель - то намотан на штангу... В результате кабель растягивается, возникают помехи, начинаются произвольные срабатывания. Позже, когда я разобрался в сути происходящего, то понял и причины того, что прибор срабатывает не каждый раз на мах, а так, что есть махи с ложными срабатываниями, а есть без них. На самом деле, помехи есть каждый мах. Но помехи эти имеют "блуждающую" фазу, и частенько она попадает в область, которая близка к VDI почвы. Мой прибор просто игнорирует такие помехи, да еще и пытается уменьшить их длительность. Я понял это не сразу, а как только понял - то отключил в анализаторе сигнала обработку почвы и увидел помехи практически в каждом махе...

В общем, я долго ковырялся со схемой, но наконец понял, что помехи идут от кабеля. Дело в том, что любой кабель обладает некоторой жесткостью и гибкостью:-) И если это не так, то это уже и не кабель, а шина(ы). Твердость и гибкость кабеля можно определить только практически - например, хорошенько помяв его пальцами и изгибая в разные стороны. Чувствительность при этом нужно установить на максимум, при котором нет срабатываний от помех. Если прибор молчит, кабель хороший.

Но здесь есть маленький нюанс. Я наскочил именно на него, и не сразу понял, как проверять кабели. Это разъем. Он тоже не должен вызывать реакцию прибора - ни при касании (для этого корпус разъема заземляют), ни при шевелении (для этого его закручивают накидной гайкой). И эти гады (и кабель, и разъем) дают такие помехи, что не понять, от чего пищит прибор...

Как всегда, я потратил не один месяц, пока не разработал методику оценки кабелей и разъемов. Суть методики проста: сначала надо выбрать "молчащий" кабель, потом разъем.

Для проверки кабеля его провода запаиваем прямо на плату прибора. Отключаем дискриминатор ("Все металлы"). Устанавливаем ручку GEB (если она есть) в такое положение, когда прибор реагирует на феррит (подавление почвы минимально). Затем устанавливаем максимально возможную чувствительность - на один шаг меньше той, при которой есть редкие самопроизвольные срабатывания. Затем мнем и крутим кабель. Без фанатизма, но и не слабо. Если есть срабатывания, то он годится только для мусорки. Выкидываем, покупаем другой кабель и все повторяем... пока не найдем подходящий. Запоминаем, где и у кого купили. Хотя последнее и не обязательно - при следующей покупке кабель, если даже и выглядит (и стоит) так же, как в прошлый раз, - может быть другого производителя и вызывать помехи... Я на такое нарываюсь регулярно. У меня лежит бухта кабеля, купленного на следующий день после проверки. И он с помехами. Просто для проверки его отрезали от начатой бухты, я купил целую. Бирки одинаковые, кабель разный...

Теперь можно выбрать разъем. Они бывают старые советские и китайские:-) И те, и другие бывают хорошие (чаще старые советские) и плохие. Советские бывают плохими из-за разболтанности и окисления. Разболтанные я не покупаю, окисленные контакты лечу "Контактолом" и резинкой. Потом работают без проблем - контакты часто посеребряные, можно сказать - вечные.

С китайским сложнее. Они блестят, но при этом контактные поверхности могут быть с плохим контактом или даже окисляющимися и "искрящими" (несовместимость металлов). Бывает и так, что покрытие нанесено на неподготовленный штырь разъема, и через пару месяцев оно слезает "чулком". Сталкивался пару раз с таким, очень трудно понять, в чем дело.

Самый правильный выход - выкинуть проблемный разъем и поставить новый.

В общем это все, осталось показать картинки с нормальными кабелями и разъемами. Или хотя бы описать их.

Кабель. Лучше, если жилы приемника и передатчика имеют свои, не связанные друг с другом экраны. Для передатчика обязательно два провода и экран. По экрану не должен течь ток. Такой кабель есть... но купить можно ДиДжиКеем, оттуда. Ни в России, ни в Украине я такого не встречал. Только в фирменных приборах.

Если такого нет - покупаем двужильную аудио-"лапшу" и пускаем возвратный ток передатчика по экрану... Это не правильно, но другого выхода нет, разве что изготовить кабель самостоятельно. Иногда я так и делаю. Беру по полтора метра двужильного аудио кабеля в силиконовой изоляции, одножильный для приемника и веревку из

пластика (сотни жилок, не свитую) такого же диаметра, как для приемника, и термоусадку. В паз "лапши" укладываю кабель приемника, с другой стороны веревку и натягиваю термоусадку. Усаживаю ее феном. Затем еще слой термоусадки, может и два. Веревка загибается и "бандажится" с обеих концов - при натяжении она примет разрывное усилие на себя. Вид, конечно, похуже "фирменного", но работает и дает до 40-45 см глубинности:-) На обычном кабеле не получить...

Если делать лень - подбирайте разные, пока не получится...

Разъем. Я обычно использую микрофонные, они еще на паяльных станциях применяются:-) Китайские. Я беру те, у которых штыри "папы" имеют продольный разрез - при потере контакта, а такое случается исключительно в поле, за 100 км от дома,- их можно разжать ножом или отверткой и продолжить поиск. Маму в поле чистил спичками, смочив их в водке. Она должна быть всегда при себе у любого поисковика и рыболова:-)

Примечание. Все рисунки и диаграммы показывают относительные зависимости параметров и могут отличаться по величине от полученных в конкретный момент и на конкретном датчике. Я также не придавал значения полярности сигнала приемника - для меня она не имеет никакого значения.