

Часть 2.

Разработка и расчет элементов контура обратной связи астатического скоростного привода автоматов тяги самолетов класса Ту-204, Ил-96.

2.1 Разработка структурной схемы контура обратной связи на основе датчиков Холла и управляемого генератора импульсов на КМОП-инверторах

Известно, что для получения астатизма в скоростном приводе по основной координате (скорости) необходимо в прямой тракт ввести интеграл. Это обеспечит в установившемся состоянии, когда закончится переходный процесс, независимость скорости выходного вала от внешних факторов: момента нагрузки, температуры окружающей среды, колебаний напряжения бортсети и других факторов. Ошибка при этом будет равна нулю. Перечисленное является условием необходимым, но недостаточным. При этом сигнал обратной связи должен точно соответствовать скорости ЭД. Это условие должно сохраняться и при наличии внешних воздействий. Для этого в контуре ОС целесообразно предусмотреть следующее:

- 1) сигнал обратной связи, получаемый с ЭД, должен быть импульсным, так как в этом случае может быть обеспечена абсолютно жесткая связь между скоростью ЭД и числом импульсов сигнала в единицу времени
- 2) для облегчения фильтрации импульсов их частота должна быть максимально поднята для уменьшения пульсаций
- 3) для обеспечения точного соответствия уровня отфильтрованного напряжения числу импульсов в единицу времени необходимо сформировать калиброванный импульс (КИ), амплитуда которого определялась бы высокостабильным вторичным источником питания, а длительность – высокостабильной частотой ЗГ
- 4) фильтрацию целесообразно провести активным фильтром второго порядка, сопрягающая частота которого должна быть выбрана таким образом, чтобы пропустить без искажений полезный сигнал, частота которого определяется электромеханической постоянной времени привода (в первую очередь, моментом инерции ротора ЭД) и максимально ослабить несущую частоту сигнала ОС, определяемую длительностью КИ и текущей скоростью ЭД. Фильтр, кроме того, не должен обладать собственным резонансом.

С целью повышения устойчивости привода и уменьшения искажения полезного низкочастотного сигнала сопрягаемую частоту фильтра следует сдвигать вправо (в область более высоких частот). С другой стороны, с целью наиболее эффективного подавления высокочастотных гармоник сигнала, ОС сопрягаемую частоту фильтра следует сдвигать влево.

При решении этих задач следует иметь ввиду, что ЭД обладает определенным моментом троганья и, только преодолев который, возможно плавное регулирование его скорости. Поэтому стремиться значительно сдвигать сопрягаемую частоту фильтра влево совсем необязательно, так как от этого не исчезнет пульсация скорости, связанная с моментом троганья. Пульсация скорости гарантированно исчезнет только тогда, когда разность сигналов прямого тракта и ОС устойчиво превысит напряжение троганья. Кроме того, благодаря значительной редукции привода, пульсация скорости на выходе механизма практически незаметна даже при малых скоростях. Оценим значения некоторых параметров.

Скорость троганья обычно составляет около 5% от номинальной скорости ЭД - тогда на фильтре она при номинальной частоте вращения ЭД $f_{дв}^{НОМ} = 200$ Гц (12000 об/мин) составит

$$\omega_{\phi}^{ТРОГ} = 2\pi f_{дв}^{НОМ} \cdot 0,05 \cdot 6 = 2\pi \cdot 200 \cdot 0,05 \cdot 6 = 377 \text{ } \frac{1}{с} .$$

Современные привода, устанавливаемые в САУ (автопилотах, в автоматах тяги и других системах), должны отвечать по крайней мере двум требованиям:

- 1) обладать ресурсом в несколько десятков тысяч часов непрерывной работы
- 2) иметь высокую кратность регулирования (порядка 50...70)

Для выполнения этих требований определяющим фактором являются параметры ЭД. Первому требованию мог бы отвечать асинхронный ЭД с короткозамкнутым ротором, у которого отсутствует щеточно-коллекторный узел; второму - коллекторный ЭД постоянного тока. Но, если трудности получения линейной механической характеристики асинхронного ЭД как-то преодолимы за счет выбора значения критического скольжения $S_k > 1$ (путем значительного увеличения сопротивления якоря с уменьшением его КПД), то регулирование его скорости весьма проблематично, так как это обычно требует разработки специальных регуляторов.

Использование же бесконтактного ДПТ – (БДПТ) решает обе эти проблемы, так как в контуре управления БДПТ легко получить импульсный сигнал, частота которого пропорциональна частоте вращения вала. В качестве БДПТ здесь рассматривается ЭД типа ДБ-35-25-12 (диаметр корпуса 32мм), номинальная мощность 25Вт, номинальная скорость 12тыс об/мин, номинальная частота 200Гц) при $U_{ном}=27В$.

На статоре ЭД расположены трехфазные силовые и сигнальные обмотки. Фазы сигнальной обмотки соединены с ферритовыми дросселями, расположенными под углом 120 градусов. Обе обмотки соединены “звездой”. (см. раздел 1.1).

Силовые обмотки совместно с ПК, взаимодействуя с МП ротора, создают вращающий момент, а сигнальные используются для формирования сигнала скоростной ОС в форме напряжения $U_{ос}$ (рис 2.1.1).

Высокочастотные сигналы сигнальной обмотки $ДА^1$, $ДВ^1$, $ДС^1$, обработанные детектором, в логической форме в виде сигналов $f_{дпр}$ фаз А, В и С поступают на схему ушестерения частоты для уменьшения пульсаций сигнала ОС и облегчения его фильтрации.

Утроение частоты сигнала (блок $f_{дпр} \times 3$) осуществляется мажоритаром (рис. 2.1.2 и рис. 2.1.3).

Таблица “истинности” мажоритарара (табл. 2.1.1) реализует принцип “Голосования по большинству”.

Таблица 2.1.1 Истинности мажоритарара

С	В	А	$\leq M$
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

Полная нормальная дизъюнктивная форма мажоритарара из трех переменных представляет собой комбинацию из восьми логических слагаемых. В этой комбинации можно безболезненно утроить последнее слагаемое и, используя только слагаемые, где $M=1$, получим

$$M = A \cdot B \cdot \bar{C} \vee A \cdot \bar{B} \cdot C \vee \bar{A} \cdot B \cdot C \vee A \cdot B \cdot C \vee A \cdot B \cdot C \vee A \cdot B \cdot C$$

Тогда, применяя ассоциативный закон, получим:

$$M = A \cdot B(\bar{C} \vee C) \vee AC(\bar{B} \vee B) \vee BC(\bar{A} \vee A)$$

Выражения в скобках равносильны единице, поэтому:

$$M = f_{дпр} \times 3 = A \cdot B \vee AC \vee BC$$

Непосредственная реализация функции M затруднена, поэтому преобразуем ее по де Моргану для реализации на элементах “И-НЕ”:

$$M = f_{дпр} \times 3 = \overline{\overline{AB} \cdot \overline{AC} \cdot \overline{BC}}$$

Это выражение уже реализуется на трех двухвходовых конъюнкторах и трехвходовом конъюнкторе, размещенных в двух корпусах микросборок (рис.2.1.3).

Мажоритар может быть построен в более интегральном виде: в одном корпусе - три мажоритарара. Ограничение - только по числу выводов на корпусе: 9-входов, 3-выхода, 2-“питание”. Итого -14 выводов.

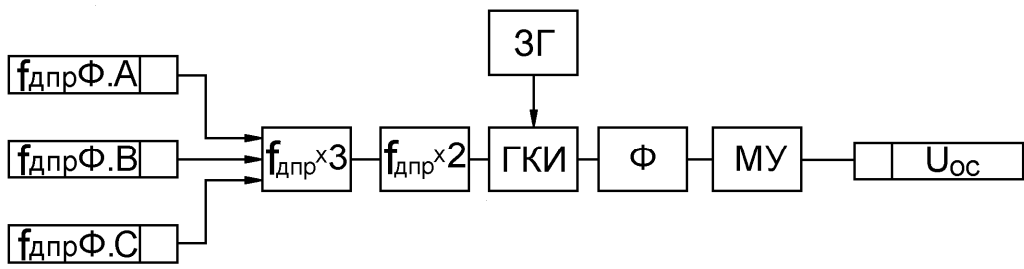


Рис.2.1.1. Структурная схема обратной связи в общем виде.

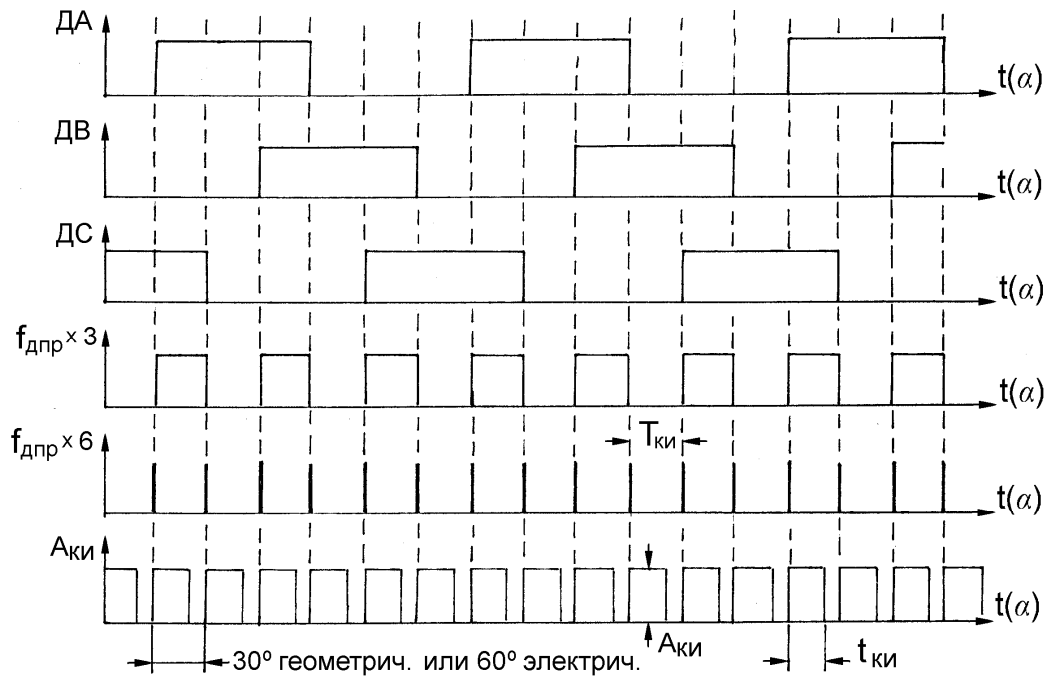


Рис.2.1.2. Умножение частоты сигнала ДПР (датчики индукционные) и формирование калиброванного импульса ($A_{ки}$).

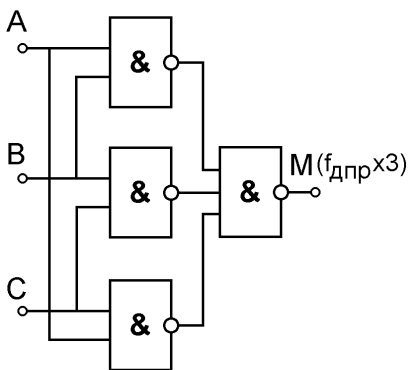


Рис.2.1.3 Мажоритар.

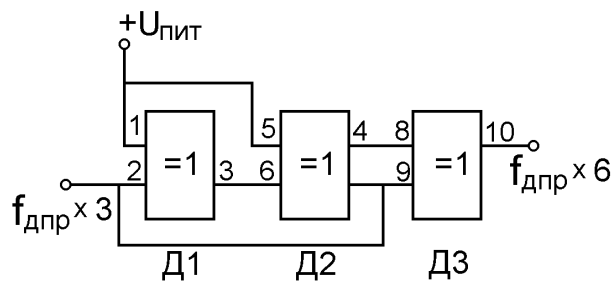


Рис.2.1.4. Удвоитель частоты.

Утроенный мажоритаром сигнал $f_{дпрx3}$ поступает на схему удвоения (блок $f_{дпрx2}$), которая может быть реализована различными способами.

На Рис. 2.1.4 представлена схема удвоителя, построенная на интегральных элементах логики “ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ” (таблица 2.1.2).

Таблица 2.1.2 – Таблица истинности элемента “исключающее или”

X_2	X_1	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

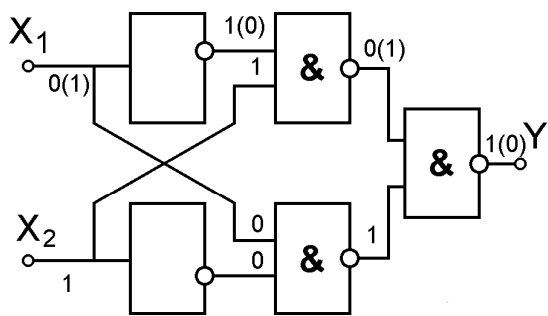
Логика “ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ” может быть выражена словесно: если входы разные, то на выходе - единица. Это же правило подтверждает таблица истинности (табл. 2.1.2).

$$Y = X_1 \cdot \overline{X_2} \vee \overline{X_1} \cdot X_2 = \overline{\overline{X_1 \cdot X_2} \cdot \overline{\overline{X_1} \cdot X_2}}$$

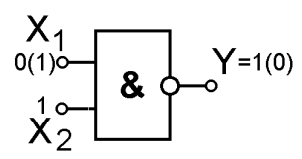
В интегральных элементах могут размещаться в одном корпусе до четырех элементов, изображенных на рис. 2.1.5,б. Один элемент может быть использован в качестве линии задержки. В этом случае сигнал, прошедшей через линию задержки, опаздывает (рис 2.1.4) на 200-250 нС для КМОП - логики и на 60-70 нС для ТТЛ - логики. Этой разницы достаточно, чтобы схема ДЗ успела среагировать на разность входных сигналов.

Схемы Д1 и Д2 работают как инверторы и являются линией задержки. Линия задержки может быть реализована и с помощью “R-C” цепочки.

На выходе схем удвоения формируются короткие импульсы $f_{дпрx6}$ длительностью, равной времени задержки, которые используются для запуска счетчиков генератора калиброванных импульсов (блок ГКИ), формирующего калиброванные по амплитуде и длительности импульсы $A_{ки}$ (расчет параметров $A_{ки}$ дан в разделе 2.2). Импульсы $A_{ки}$ формируются высокочастотными сигналами задающего генератора (блок ЗГ). Его расчет дан в разделе 2.3 и 2.4. После фильтрации (блок Ф) и масштабирования (блок МУ) сигнал в форме напряжения U_{oc} поступает в прямой контур управления (см. раздел 3) для сравнения его с входным сигналом управления приводом. Фильтрация сигнала осуществляется активным фильтром второго порядка. Его расчет дан в разделе 2.5.



а



б

Рис.2.1.5 Схема “ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ”:
 а - на базе конъюнкторов,
 б – в интегральном исполнении.

2.2 Формирование и расчет параметров калиброванного импульса по сигналам датчиков Холла.

От того, как точно сформирован КИ по амплитуде и длительности, зависит точность ОС и привода в целом. Амплитуда КИ определяется величиной напряжения питания, высокую же точность его длительности при цифровом способе формирования можно обеспечить при выполнении по крайней мере двух условий:

- 1) должна быть обеспечена стабильная частота ЗГ;
- 2) во избежание ошибки квантования запуск ЗГ должен быть синхронизирован с импульсом $f_{\text{дпр}} \cdot 6$ (см. рис. 2.1.1 и 2.1.2). При отсутствии синхронизации уменьшить влияние ошибки квантования можно было бы путем увеличения частоты ЗГ и увеличения емкости счетчика до $N=2^8$, но так как это приводит к увеличению аппаратных затрат, то здесь в основном рассматривается первый способ (с управляемым ЗГ).

Генератор калиброванных импульсов (ГКИ) изображен на рис. 2.2.1. Он состоит из счетчика (микросхема ДД2.1), емкость которого составляет $N=15$, дешифратора числа 15 (ДДЗ.1), инвертора (ДДЗ.2), ЗГ (ДД1.1; ДД1.2) с времязадающей цепочкой RC и синхронизирующим устройством (ДД1.3; ДД1.4). В момент прохождения узкого импульса « $6 \cdot f_{\text{дпр}}$ » счетчик «сбрасывается» в ноль, и на выходе дешифратора ДДЗ.1 вырабатывается «единица» до тех пор, пока счетчик не досчитает до всех «единиц» (число 15). В момент появления числа 15 управляющее устройство (синхронизатор) тормозит ЗГ, который будет находиться в заторможенном состоянии до момента прихода очередного импульса « $6 \cdot f_{\text{дпр}}$ ». Чем выше скорость ЭД, тем меньше интервал между импульсами « $6 \cdot f_{\text{дпр}}$ », и тем ближе сходятся КИ. При предельной скорости ЭД, определяемой контуром регулирования, не должно произойти смыкания КИ, т.е коэффициент заполнения (K_3) импульса должен составлять порядка $0,7 \div 0,8$.

Частота импульсов генератора определяется типом ДПР.

Применение индукционных датчиков требует использования напряжения высокой частоты (порядка 100кГц) и средств детектирования каждой фазы, что требует значительных аппаратных затрат. Заметим правда что, при детектировании внутри индуктивного ДПР автоматически происходит удвоение частоты ($f_{\text{дпр}}=2f_{\text{дв}}$), что положительно влияет на работу тракта ОС.

В то же время избежать больших аппаратных затрат и понижения частоты ЗГ можно, если в качестве ДПР применить датчики Холла (см. параграф 1.2). Для расчета параметров КИ необходимо определить его связь со статической характеристикой привода (см. рис. 2.2.2). Отметим, что привод, замкнутый скоростной обратной связью, имеет заданное (предельное) ограничение по скорости ($f_{\text{дв}}^{\text{пред}}$) или ($f_{\text{дв}}^{\text{пред}}$) или ($\Omega_{\text{огр}}$).

Введем обозначения:

$A_{\text{ки}}$ – амплитуда калиброванного импульса, В (const);

$t_{\text{ки}}$ – длительность калиброванного импульса, мс (const),

выбирается при проектировании;

$T_{ки}$ – период следования КИ (величина переменная),
определяется частотой вращения ЭД;

$f_{ки} = \frac{1}{T_{ки}}$ – частота КИ (величина переменная);

$U_{ср}$ – среднее значение напряжения на выходе фильтра, В;

f_{max} – частота предельная;

K_3 – коэффициент заполнения; $K_3 = \frac{t_{ки}}{T_{ки}^{min}}$;

Датчики Холла устанавливаются непосредственно на корпус ЭД. При вращении ротора ЭД на выводах 2.3 датчиков Холла индицируется переменное напряжение синхронно с вращением магнита, т.е. $f_{дпр} = f_{дв}(f_M)$. В то же время на основании рис. 2.1.2 имеем:

$$f_{ки} = 6 \cdot f_{дпр}, \text{ и} \quad (2.2.1).$$

$$U_{ср} = A_{ки} \frac{t_{ки}}{T_{ки}} = A_{ки} \cdot t_{ки} \cdot f_{ки} = 6 \cdot A_{ки} \cdot t_{ки} \cdot f_{дпр}.$$

На основании рис. 2.1.1: $U_{oc} = U_{ср} \cdot K_{ф} \cdot K_{му}$,

где $K_{ф}$ – коэффициент усиления фильтра;

$K_{му}$ – коэффициент усиления масштабного усилителя.

$$\text{Окончательно: } U_{oc} = 6 \cdot A_{ки} \cdot t_{ки} \cdot f_{дпр} \cdot K_{ф} \cdot K_{му} \quad (2.2.2).$$

Система должна быть рассчитана таким образом, чтобы по достижению входным сигналом (рис. 2.2.3) значение 10В, скорость в статике должна быть предельной ($f_{дпр}^{max}$). При этом сигнал на сумматоре должен составлять 8В по прямой цепи и 4В по цепи обратной связи. Тогда формула (2.2.2) приобретает вид:

$$U_{oc}^{max} = 6 \cdot A_{ки} \cdot t_{ки} \cdot f_{дпр}^{max} \cdot K_{ф} \cdot K_{му} \quad (2.2.3).$$

Если считать коэффициент $K_{ф}$ заданным, то в (2.2.3) – два неизвестных ($t_{ки}$ и $K_{му}$), из которых $t_{ки}$ можно выразить через $K_3 = \frac{t_{ки}}{T_{ки}^{min}}$.

$$\text{Действительно, } f_{ки}^{max} = \frac{1}{T_{ки}^{min}} = 6 \cdot f_{дпр}^{max}, \text{ и } t_{ки} = K_3 \cdot T_{ки}^{min} = \frac{K_3}{6 \cdot f_{дпр}^{max}} \quad (2.2.4).$$

$$\text{Подставив (2.2.4) в (2.2.3), получим:} \quad (2.2.5).$$

Масштабный усилитель (рис. 2.1.1 и 2.2.3) имеет в своем составе регулировочный резистор R , позволяющий производить юстировку привода в целом, добиваясь точного соответствия величины входного сигнала величине скорости выходного вала ($f_{дпр}$). Между окончательным каскадом масштабного усилителя и фильтром установлен инвертор с коэффициентом передачи $K=1$. Его назначение

– инвертировать сигнал фильтра, чтобы на выходе тракта ОС сигнал U_{oc} был бы больше 0.

Выражение на рис. 2.2.3 можно решить относительно R:

$$R = \frac{2R_{oc}}{K_{му} - 1}.$$

Таким образом получены все данные для определения параметров масштабного усилителя. Проиллюстрируем полученные выражения численными примерами.

Пример1 Определить параметры усилителя мощности, если:

$$U_{oc}^{max} = 4В,$$

$$K_3 = 0,7,$$

$$K_\phi = 0,36,$$

$$A_{ки} = 12В.$$

Решение. Согласно (2.2.5) $K_{му} = \frac{4В}{12В \cdot 0,7 \cdot 0,36} = 1,323$

Если принять $R_{oc} = 5,1$ кОм (рис. 2.2.3), то $R = \frac{2 \cdot 5,1 \text{ кОм}}{0,323} = 31,6$ кОм

Из 10% ряда выбираем 33 кОм

Тогда $K_{му} = \frac{5,1}{\frac{33}{2}} + 1 = 1,309$.

Проверка согласно (2.2.5):

$$U_{oc}^{max} = A_{ки} \cdot K_3 \cdot K_\phi \cdot K_{му} = 12В \cdot 0,7 \cdot 0,36 \cdot 1,309 = 3,9584 \approx 4В.$$

Пример2 Вычислить длительность калиброванного импульса $t_{ки}$ и период его следования $T_{ки}$, если $f_{дпр}^{max} = 150$ Гц, $K_3 = 0,7$.

Решение. Согласно (2.2.4): $t_{ки} = \frac{0,7}{6 \cdot 0,15 \text{ кГц}} = 0,78$ мс

$$T_{ки}^{min} = \frac{1}{6 \cdot f_{дпр}^{max}} = \frac{1}{6 \cdot 0,15 \text{ кГц}} = 1,11$$
 мс

Если необходимо изменить предельную частоту, то изменяют длительность калиброванного импульса.

Юстировка привода осуществляется с помощью регулировочного резистора, входящего в состав масштабного усилителя (2.2.3).

Далее рассматривается работа генератора импульсов высокой частоты (ГИ), формирующего калиброванный импульс (см. раздел 2.2).

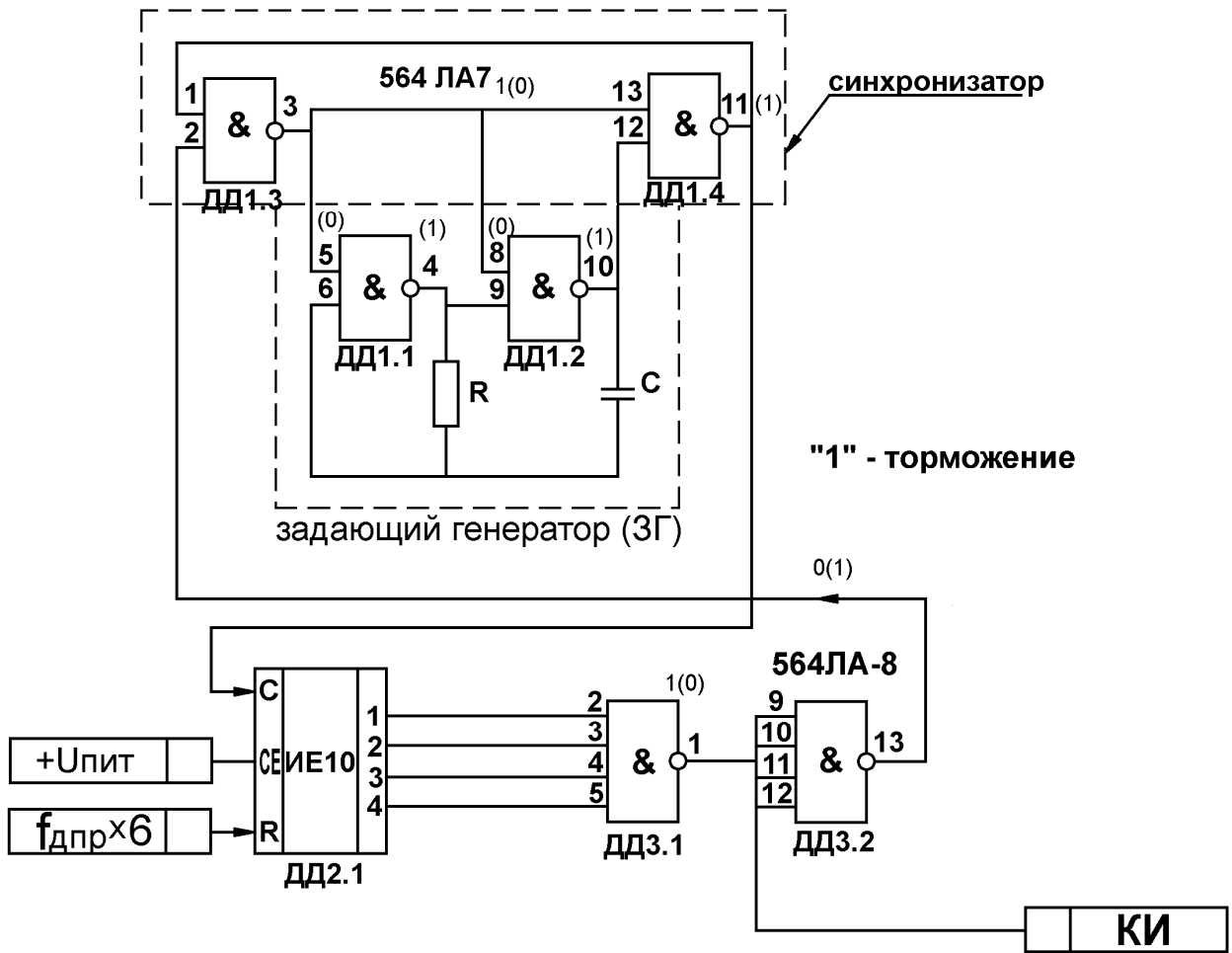


Рис.2.2.1. Генератор калиброванных импульсов (ГКИ).

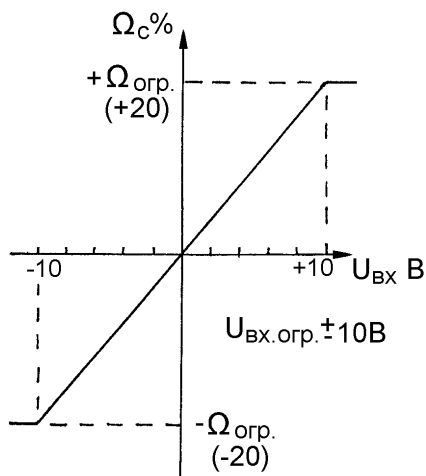


Рис.2.2.2 Статическая характеристика привода.

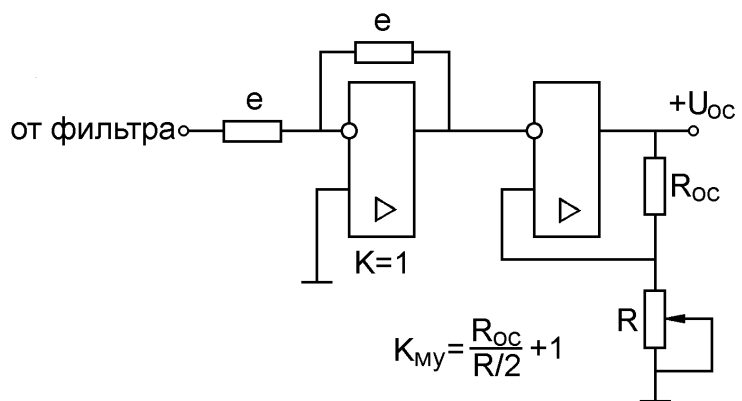


Рис.2.2.3. Масштабный усилитель.

2.3 Анализ и расчет задающего генератора тактовых импульсов на КМОП-инверторах

Схемы, содержащие счетчиковые устройства, предполагают наличие генераторов импульсов (ГИ) тактовой частоты задающего генератора (ЗГ).

Простейший ГИ может быть построен на двух КМОП-инверторах с применением RC-цепочки. Если необходима стабильная частота, элементы R и C должны иметь стабильные характеристики в широком диапазоне температур. (см. рис. 2.2.1 и 2.3.2).

Рассмотрим сначала некоторые особенности цифровых электронных устройств.

В отличие от аналоговых (непрерывных) устройств под цифровой электроникой понимают такие схемы, для каждой точки характеристик которых можно определить, как правило, только два состояния. Обычно в качестве параметра выбирают напряжение, уровень которого может быть “высоким” или “низким”. Чаще “высокому” уровню ставят соответствие единицу, низкому - ноль. Активные элементы при этом могут находиться либо в зоне насыщения, либо в зоне отсечки, линейная зона должна быть исключена. Поэтому при работе логических схем друг на друга должны быть соблюдены определенные условия. Примерная характеристика логических инвертирующих микросхем показана на рисунке 2.3.1.

При таком соотношении параметров схема может быть использована для проектирования как логических, так и различных функциональных дискретных схем. Условия (2.3.1) являются обязательными. Параметры $U_{п}^1, U_{п}^0$ могут изменяться в зависимости от типа микросхем и от экземпляра к экземпляру. Поэтому, если на базе инверторов строится ГИ, точность которого определяется номиналами времязадающей цепочки RC, то окончательный подбор этих номиналов производится при окончательной отладке схемы в целом.

ГИ может быть построен на двух КМОП-инверторах (см. рис. 2.2.1 и рис.2.3.2). Схема содержит две стойки (левую и правую), каждая из которых содержит два ключа (верхний и нижний) так называемую КМОП структуру, представленную на рис.2.3.3.

Проанализируем сначала автономную работу КМОП-инвертора (Рис. 2.3.3) представляющую собой одну из стоек ГИ.

КМОП-инвертор - это пара последовательно соединенных полевых транзисторов с зеркально отображенными полупроводниковыми структурами и объединенными затворами (рис. 2.3.2 и рис. 2.3.3). Исток и подложка верхнего “р”-канального МОП транзисторы подключены к “+” источника питания. Он, аналогично биполярному транзистору типа р-п-р,

открыт при подаче на затвор более низкого потенциала, или на исток. При этом на выход (к нагрузке) передается высокий потенциал.

Исток и подложка нижнего "n"-канального МОП транзистора соединены с "-" источника питания. Он открыт при подаче на затвор более высокого потенциала (движок вверх), или на исток. При этом выход (нагрузка) соединяется с "-" источника питания ($\approx 0,9U_{\text{ип}}$).

Заметим, что эта структура инвертирует входной сигнал ($U_{\text{вх}} = A; U_{\text{вых}} = \theta = \overline{A}$). Заметим так же, что если верхний транзистор открыт, то нижний закрыт и, наоборот. На этом и основана работа таких инверторов в составе генератора импульсов требуемой частоты.

Схема ГИ несимметрична: левый инвертор является ведущим, правый - ведомым. Инверторы имеют общую точку ($U_{\text{вых}}^I = U_{\text{вх}}^{II}$). Характеристика ведомого инвертора с учетом поворота от $U_{\text{вх}}$ повторяет рис.2.3.1. Горизонтальные участки характеристики ведущего инвертора продлены на величину $U_{\text{п}}^I$ в связи с состоянием конденсатора в предыдущем режиме. При движении по верхнему горизонтальному участку справа налево в зоне малых входных сигналов полностью открыты верхний ключ левой стойки и нижний ключ правой стойки ($U_{\text{вых}}^I = U_{\text{вх}}^{II} = 1$). По мере перезарядки конденсатора (I_{RC} - сплошная линия) $U_{\text{вх}}^I$ - растет и после выхода на наклонный участок характеристики верхний ключ левой стойки начинает приоткрываться, а нижний ключ этой же стойки - приоткрываться. Потенциал $U_{\text{вх}}^I$ растет, а $U_{\text{вых}}^{II}$ ($U_{\text{вх}}^{II}$) падает, что приводит к приоткрыванию верхнего ключа правой стойки и приоткрыванию нижнего ключа этой же стойки. Это способствует еще большему росту потенциала $U_{\text{вх}}^I$ и т.д. Таким образом осуществляется положительная обратная связь, процесс становится лавинообразным, и рабочая точка скачкообразно перемещается в точку "б" левой характеристики (рис 2.3.2)

Момент окончания лавинообразного процесса, когда верхний ключ левой стойки полностью закрылся, а нижний - полностью открылся и когда верхний ключ правой стойки полностью открылся, а нижний полностью закрылся, изображен на рис.2.3.4.

Обратный процесс движения от точки "б" к точке "а" аналогичен. Окончание этого процесса изображено на рис 2.3.4.а. Таким образом процесс движения по горизонтальным участкам характеристики ведущего инвертора является линейным и характеризуется определенными временными интервалами, определяемыми процессом перезарядки конденсатора, движение по наклонному участку происходит лавинообразно, практически мгновенно. (вертикальные участки на рис.2.3.5)

Расчет ГИ заключается в определении номиналов R и C при заданном значении частоты $f_{\text{ги}} = 1/T_{\text{ги}}$. Для расчета должна быть известна характеристика инвертора (рис 2.3.1)

Движение от точки “б” к центру (рис 2.3.2) осуществляется по экспоненте, начиная со значения $U_{вх}^I = U_{пит} + U_{п}^I$ (рис.2.3.3,2.3.4,2.3.5) и кончая значением $U_{вх}^I = U_{п}^0 = U_{пит} - U_{п}^I$. В пределе экспонента стремится к значению $U_{вх}^I = 0$.

$$\text{Уравнение экспоненты: } U_{вх}^I(t) = (U_{пит} + U_{п}^I) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Если в это уравнение подставить конечное значение $U_{вх}^I$ по истечении времени $t = T_{ги}/2$, то можно вычислить необходимые значения R и C.

Определим сначала значения $\tau = R \cdot C$:

$$U_{пит} - U_{п}^I = (U_{пит} + U_{п}^I) \cdot e^{-\frac{T_{ги}}{2\tau}}$$

$$\ln(U_{пит} - U_{п}^I) = -\frac{T_{ги}}{2\tau} \ln(U_{пит} + U_{п}^I)$$

$$\tau = T_{ги} \cdot \frac{1}{2 \ln \frac{U_{пит} + U_{п}^I}{U_{пит} - U_{п}^I}} \quad (2.3.2)$$

Движение от т. “а” к центру (рис. 2.3.5) осуществляется так же по экспоненте, начиная со значения $U_{вх}^I = -U_{п}^I$ и кончая значением $U_{вх}^I = U_{п}^I$.

В пределе экспонента стремится к значению $U_{вх}^I = U_{пит}$. Ее уравнение:

$$U_{вх}^I(t) = (U_{пит} + U_{п}^I)(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) - U_{п}^I$$

Решая это уравнение, получим то же выражение в виде (2.3.2).

Подставив численные данные из рисунка 2.3.1, получим:

$$\tau_{ги} = T_{ги} \cdot \frac{1}{2 \ln \frac{U_{пит} \cdot 1,2}{U_{пит} \cdot 0,8}} = T_{ги} \frac{1}{2 \ln 3/2} \cong T_{ги} / 0,8 \quad (2.3.3)$$

Проиллюстрируем это численным примером:

Пример: Вычислить параметры R и C (рис. 2.9) генератора импульсов (ГИ), если $f_{дпр}^{max} = 150$ Гц, $K_3 = 0,7$, $N = 15$, где N – емкость счетчика в ГКИ.

Решение: Согласно (2.3.3) $\tau_{ги} = RC = \frac{T_{ги}}{0,8}$, но $T_{ги} = \frac{t_{ки}}{N}$; учитывая

$$(2.2.4), \text{ имеем } \tau_{ги} = \frac{K_3}{0,8 \cdot f_{дпр}^{max} \cdot N} = RC; RC = \frac{0,7}{4,8 \cdot 15 \cdot 0,00015 \text{ мГц}} = 64,8 \text{ мкс}$$

Если принять $R = 10$ кОм, то $C = 6,2$ нФ.

Ближайший номинал из 10% ряда $C=6,2$ нФ.

В этом случае $\tau=RC=62$ мкс

Разницу можно «убрать» с помощью регулируемого резистора, размещенного в масштабном усилителе.

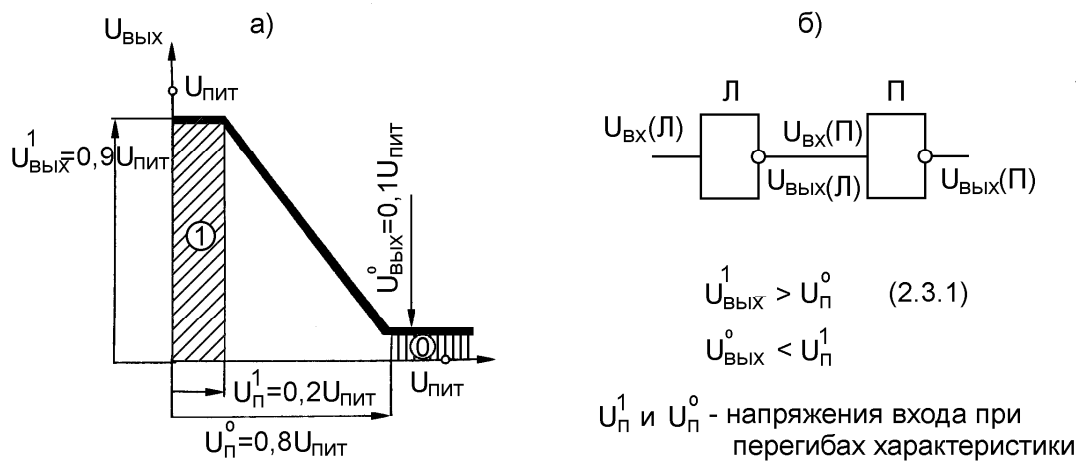


Рис.2.3.1. Характеристика логических инвертирующих структур (инверторов, конъюнкторов, дизъюнкторов с отрицанием) на основе элементов КМОП.

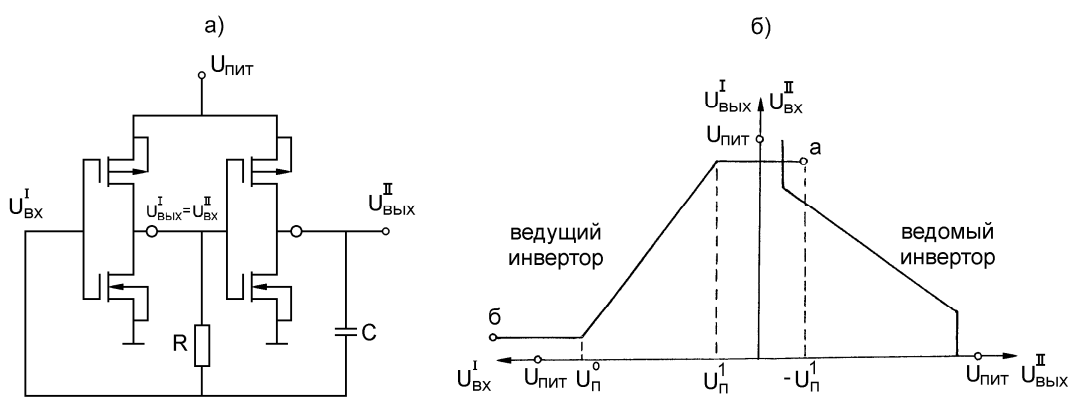


Рис.2.3.2. Генератор импульсов

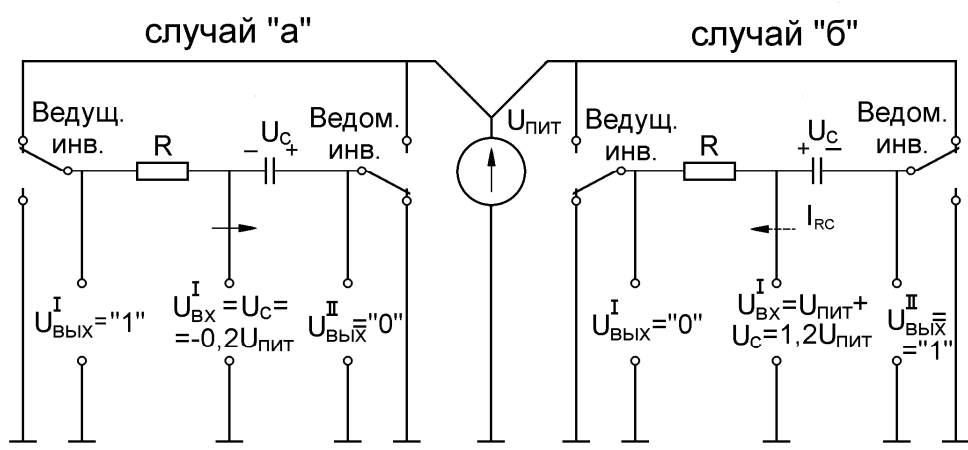


Рис.2.3.4. Два случая коммутации инверторов (напряжения и токи указаны на момент окончания коммутации)

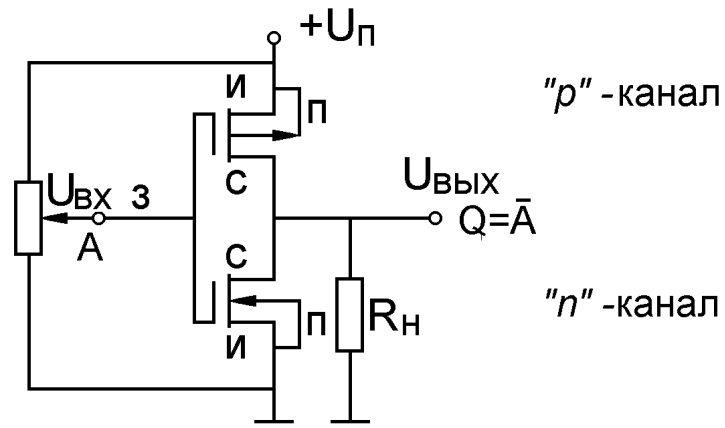


Рис.2.3.3. КМОП-инвертор

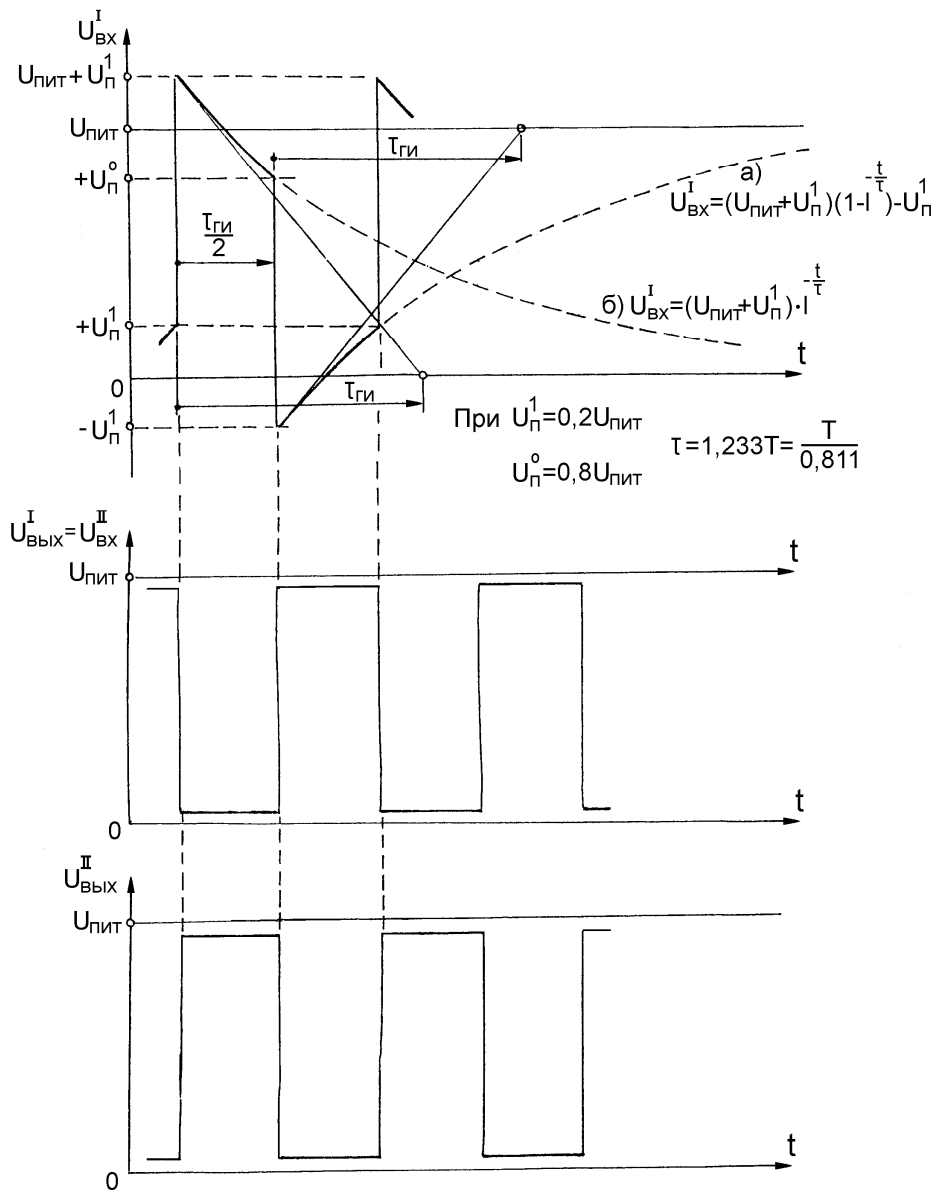


Рис.2.3.5. Работа генератора импульсов (ГИ)

2.4 Управление задающим генератором тактовых импульсов

Управление ЗГ используется для повышения точности формирования КН с одновременным уменьшением потребной емкости счетчика в схеме формирования КИ (см. рис.2.1.1, рис.2.1.2 и рис.2.2.1). Точность формирования КИ в конечном итоге определяет точность формирования напряжения ОС и, следовательно, точность соответствия скорости входному сигналу, т.е. точности системы в целом.

В существующих системах автоматов тяги АД самолетов Ту-204 и Ил-96-300 работа счетчика импульсов формирующих КИ, не синхронизирована с работой ЗГ. В этом случае возможна потеря одного такта ЗГ, что приводит к так называемой ошибке квантования. Для уменьшения этой ошибки в контуре формирования напряжения ОС установлен счетчик с достаточно высокой реализуемой емкостью $N=192$ импульса по 2 мкс, обуславливающий длительность КИ $\Delta t = 2 \cdot 192 = 384 \text{ мкс} = 0,384 \text{ мс}$. Частота тактовых импульсов ЗГ при этом со-

ставляет $f_{\text{ЗГ}} = \frac{10^6}{2} = 500 \text{ кГц}$.

Для устранения ошибок квантования (потерь импульсов ЗГ) необходимо синхронизировать работу ЗГ и счетчика, т.е. чтобы ЗГ и счетчик одновременно начинали работу и одновременно заканчивали работу при заполнении КИ, т.е. требуется управление ЗГ. Это одновременно позволит уменьшить потребную емкость счетчика и тактовую частоту ЗГ примерно до 20 кГц. Такая схема формирования КИ приведена на рис.2.2.1, в которой ЗГ затормаживается “1”, подаваемой на вход 2 элемента ДД1.3 синхронизатора при заполнении КИ требуемым числом импульсов.

Для реализации управляемого ЗГ потребовалось применение двухвходовых КМОП – инверторов (см. рис.2.4.1). Содержание таблицы истинности такого элемента (типа “И-НЕ”) можно выразить словесно так: “наличие хотя бы одного нуля на любом из входов А(6) или В(5) дает на выходе “1”, и только 2 “1” на входе дают “0” на выходе”. На рисунке 2.2.1 эти элементы представлены в интегральном виде в составе сборки 564ЛА7.

Аппаратурно каждый элемент (рис.2.4.1) состоит из 4-х транзисторов (VT1...VT4). Два верхних правых транзистора (VT1 и VT2) являются аналогом стоек неуправляемого ЗГ с затвором на входе А(6) и работают аналогично схеме рис.2.3.2. Два других транзистора (VT3...VT4), управляемых затвором В(5), используются для управления ЗГ. При наличии А=В=1, открыты VT2 и VT4 – на выходе – ноль. При наличии на одном из входов “0” открывается один из параллельно-включенных VT1 и VT3, на выходе – “1”.

Полная схема управляемого ЗГ приведена на рис.2.2.1. В режиме счета (заполнения КИ импульсами ЗГ) на выходе ДД3.1 – “1”, все “1” на входе ДД3.2 дают на выходе 13 нуль (0) и на выходе 3 ДД1.3 синхронизатора – “1”, которая подается на входы 5,8 ЗГ и вход 13 элемента ДД1.4 синхронизатора, работающего в режиме вентиля и передающего тактовые импульсы на счетный вход с

счетчика ДД2.1 (аналогично работе неуправляемого ЗГ, описанного в [11]). Торможение ЗГ осуществляется “1” с клеммы 13 элемента ДД3.2 при заполнении счетчика и окончании процесса формирования КИ. При приходе очередной “1” с клеммы 11 ДД1.4 на входе ДД1.3 – две “1”, на выходе “0”, который передается на управляющие входы 5 ДД1.1 и 8 ДД1.2 двух-входовых КМОП – инверторов и вход 13 ДД1.4, что приводит к прекращению его работы как вентиля. Одновременно открываются оба верхних транзистора стоек инверторов. При этом конденсатор С разряжается, работа ЗГ прекращается. Очередной цикл работы (формирования очередного КИ) начнется после сброса выходов счетчика в “0” при поступлении импульса $f_{дпр} \times 6$ на вход R счетчика ДД2.1.

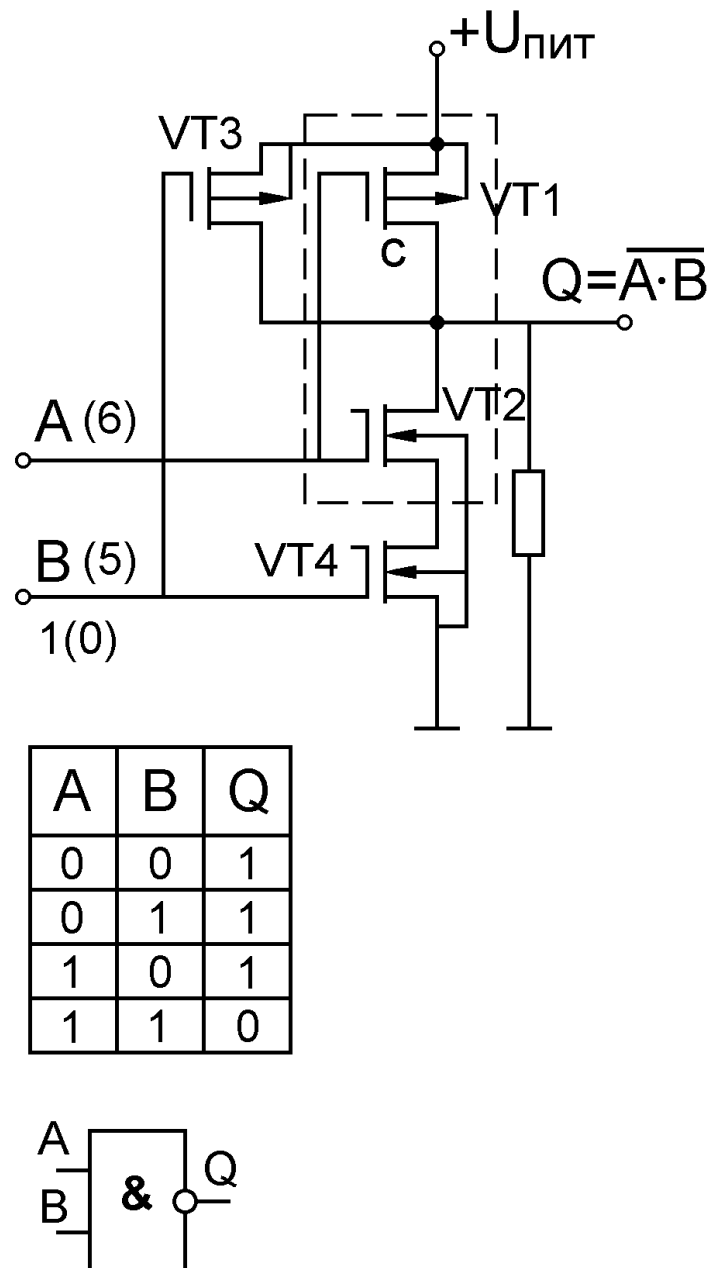


Рис.2.4.1. Двухвходовый КМОП-инвертор и его таблица истинности

2.5 Разработка схемы и расчет параметров активного фильтра напряжения обратной связи

Таким образом, в соответствии с рис. 2.2 получен импульсный высокочастотный сигнал о скорости вращения ЭД, который (сигнал) необходимо в качестве отрицательной ОС суммировать с сигналом прямого тракта. Но, так как сигнал прямого тракта является гладким (а не импульсным), то напряжение $U_{ки}$ необходимо сгладить с помощью фильтра. Для усиления эффекта фильтрации, не прибегая к излишнему усложнению схемы, можно воспользоваться активным фильтром второго порядка на одном операционном усилителе (рис. 2.5.1).

Для вывода передаточной функции достаточно составить пять уравнений по числу неизвестных: четыре тока плюс искомое отношение $A(p) = \frac{u_a(p)}{U_e(p)}$, где p – оператор Лапласа, комплексное число ($p = c + j\omega$), определяет реакцию устройства при произвольной форме входного сигнала. Если входной сигнал – гармонический, то действительная часть (c) опускается, т.е. $p = j\omega$.

В результате совместного решения этих пяти уравнений относительно $A(p) = \frac{u_a(p)}{U_e(p)}$ получаем передаточную функцию данного фильтра:

$$i_1(p) = i_2(p) + i_3(p) + i_4(p)$$

$$U_e(p) = i_1(p) \cdot R_1 + i_2(p) \cdot \frac{1}{C_1 \cdot p}$$

$$U_a(p) = -i_4(p) \cdot \frac{1}{C_2 \cdot p}$$

$$i_2(p) \cdot \frac{1}{C_1 \cdot p} = i_4(p) \cdot R_2$$

$$i_3(p) \cdot R_3 = i_4(p) \cdot R_2 + i_4(p) \cdot \frac{1}{C_2 \cdot p}$$

$$A(p) = \frac{U_a(p)}{U_e(p)} = \frac{\frac{R_3}{R_1}}{R_2 \cdot C_2 \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot p^2 + \frac{C_2(R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3)}{R_1} \cdot p + 1}$$

$$A(p) = \frac{U_a(p)}{U_e(p)} = \frac{K_\phi}{T_\phi^2 \cdot p^2 + 2\xi_\phi T_\phi p + 1}, \quad (2.5.2)$$

где $K_\phi = \frac{R_3}{R_1}$ – статический коэффициент усиления фильтра.

$T_\phi = \sqrt{R_2 \cdot C_2 \cdot R_3 \cdot C_1}$ постоянная времени фильтра,

$$\xi_{\phi} = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_2(R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3)}{R_1 \sqrt{R_2 \cdot C_2 \cdot R_3 \cdot C_1}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_2(R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3)}{R_1 \cdot T_{\phi}}$$

коэффициент демпфирования.

Выражение (2.5.2) – каноническое уравнение колебательного звена. Его знаменатель – характеристическое уравнение. Его корни:

$$P_{1,2} = -\frac{\xi_{\phi}}{T_{\phi}} \pm \frac{1}{T_{\phi}} \cdot \sqrt{\xi_{\phi}^2 - 1}.$$

Если $\xi_{\phi} < 1$, то корни комплексные, что предполагает наличие гармонической составляющей в реакции фильтра. В этом случае звено является колебательным.

Если анализируется реакция звена только при гармоническом входном воздействии, то

$$A(\omega) = \frac{U_a(\omega)}{U_e(\omega)} = \frac{K_{\phi}}{\sqrt{(1 - T_{\phi}^2 \cdot \omega^2)^2 + 4\xi_{\phi}^2 \cdot T_{\phi}^2 \omega^2}} \quad (2.5.3)$$

Сдвиг по фазе при этом составляет:

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{2\xi_{\phi} T_{\phi} \cdot \omega}{1 - T_{\phi}^2 \cdot \omega^2}$$

Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) ограничена двумя асимптотами, сопрягающимися на частоте $\omega_{\tau} = \frac{1}{T_{\phi}}$. При этом

$A(\omega_{\tau}) = 20 \lg \frac{1}{2\xi_{\phi}}$. Низкочастотная асимптота равна $20 \lg K_{\phi}$, Дб. Высокочастотная асимптота имеет наклон минус

40 Дб/дек. Если продифференцировать (2.5.3), результат приравнять к нулю и решить относительно ω , то получим значение резонансной частоты

$$\omega_{\text{рез}} = \frac{1}{T_{\phi}} \cdot \sqrt{1 - 2\xi_{\phi}^2} \quad (2.5.4)$$

При подстановке этого выражения в (2.5.3) получим амплитуду резонанса:

$$A(\omega_{\text{рез}}) = 20 \lg \frac{1}{2\xi_{\phi} \cdot \sqrt{1 - \xi_{\phi}^2}}.$$

Из выражения (2.5.4) видно, что чем больше ξ_{ϕ} , тем меньше $\omega_{\text{рез}}$. Учитывая, что $\omega_{\text{рез}}$ есть действительная положительная величина, то это выражение имеет смысл, если $1 - 2\xi_{\phi}^2 > 0$ или $\xi_{\phi} < \sqrt{0,5}$. Это условие появления резонанса.

Согласно условию 4 (см. начало раздела 2.1) во избежание раскачки системы фильтр не должен обладать собственным резонансом. Это означает, что его коэффициент демпфирования должен находиться в пределах $1 < \xi_{\phi} < \sqrt{0,5}$.

Исследование фильтра удобно производить методом ЛАЧХ (ЛФЧХ). При этом удобно выбрать такой масштаб, чтобы 20 Дб соответствовали бы примерно 2/5 декады.

Пример Необходимо исследовать фильтр, изображенный на рис. 2.5.1, на пригодность установки его в цепи обратной связи рассматриваемого привода.

Исходные данные:

$$R_1=75 \text{ кОм}$$

$$R_2=33 \text{ кОм}$$

$$R_3=27 \text{ кОм}$$

$$C_1=0,62 \text{ мкФ}$$

$$C_2=0,39 \text{ мкФ}$$

$$T_{дв}=0,03 \text{ с.}$$

Постоянная времени фильтра :

$$T_{\phi}=\sqrt{33 \text{ кОм} \cdot 0,39 \text{ мкФ} \cdot 27 \text{ кОм} \cdot 0,62 \text{ мкФ}}=14,6 \text{ мс.}$$

$$\xi_{\phi}=\frac{0,39 \text{ мкФ}(75 \text{ кОм} \cdot 33 \text{ кОм}+75 \text{ кОм} \cdot 27 \text{ кОм}+33 \text{ кОм} \cdot 27 \text{ кОм})}{2 \cdot 75 \text{ кОм} \cdot 14,6 \text{ мс}}=0,95,$$

т.е. этот фильтр является колебательным звеном 2-го порядка, собственный резонанс отсутствует.

$$K_{\phi}=\frac{R_3}{R_1}=\frac{27 \text{ кОм}}{75 \text{ кОм}}=0,36(-9 \text{ Дб}).$$

На основании полученных данных можно построить ЛАЧХ фильтра (рис. 2.5.2), где сопрягающая частота $\omega_{\tau}=\frac{1}{T_{\phi}}=\frac{1}{0,0146}=68,5 \frac{1}{\text{с}}$.

На графике можно отметить характерные точки. Частота, определяемая электромеханической постоянной времени ЭД: $\frac{1}{T_{дв}}=\frac{1}{0,03\text{с}}=33 \frac{1}{\text{с}}$. Эта частота лежит на горизонтальном участке характеристики, что способствует пропусканию полезного сигнала с минимальными искажениями. Частота троганья, если используются датчики Холла, определится выражением:

$$\omega_{\phi}^{\text{трог}}=2 \cdot \pi \cdot f_{\text{дпр}}^{\text{ном}} \cdot 0,05 \cdot 6=377 \frac{1}{\text{с}}.$$

Предельная частота, устанавливаемая в приводе для максимального входного сигнала, например $f_{\text{дпр}}^{\text{max}}=150 \text{ Гц}$, составит

$$\omega_{\phi}^{\text{max}}=2 \cdot \pi \cdot f_{\text{дпр}}^{\text{max}} \cdot 6=5655 \frac{1}{\text{с}}.$$

Тогда коэффициент подавления на частоте $\omega_{\phi}^{\text{трог}}$ рассчитаем следующим образом:

$$\lg \omega_{\phi}^{\text{трог}} - \lg \frac{1}{T_{\phi}} = \lg 377 - \lg 68,5 = 2,575 - 1,836 = 0,739 \text{ декады}$$

Учитывая, что наклон высокочастотной асимптоты составляет -40 Дб/Дек, подавление за счет наклонной части асимптоты составит $0,739 \cdot 40 = 29,56$ Дб. Дополнительное подавление за счет K_ϕ (-9 Дб).

Итого суммарное ослабление высокочастотной составляющей составит: $-29,56 - 9 = -38,56$ Дб или в 89 раз.

Аналогично – на частоте ω_ϕ^{\max} :

$$\lg \omega_\phi^{\max} - \lg \frac{1}{T_\phi} = \lg 5655 - \lg 68,5 = 3,752 - 1,836 = 1,916 \text{ декады}$$

$1,916 \cdot 40 = 76,6$ Дб, дополнительное подавление за счет K_ϕ (-9 Дб) и в результате: $-76,6 - 9 = -85,6$ Дб или около 20 тыс. раз, т.е. на предельной частоте получили практически гладкий сигнал.

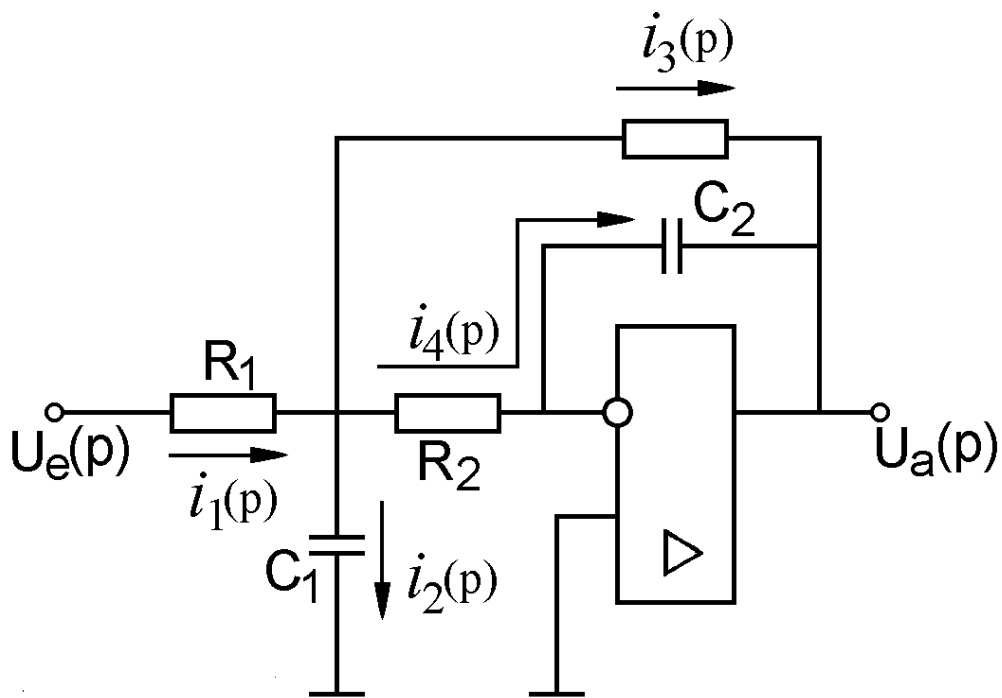


Рис.2.5.1. Активный фильтр низкой частоты 2-го порядка

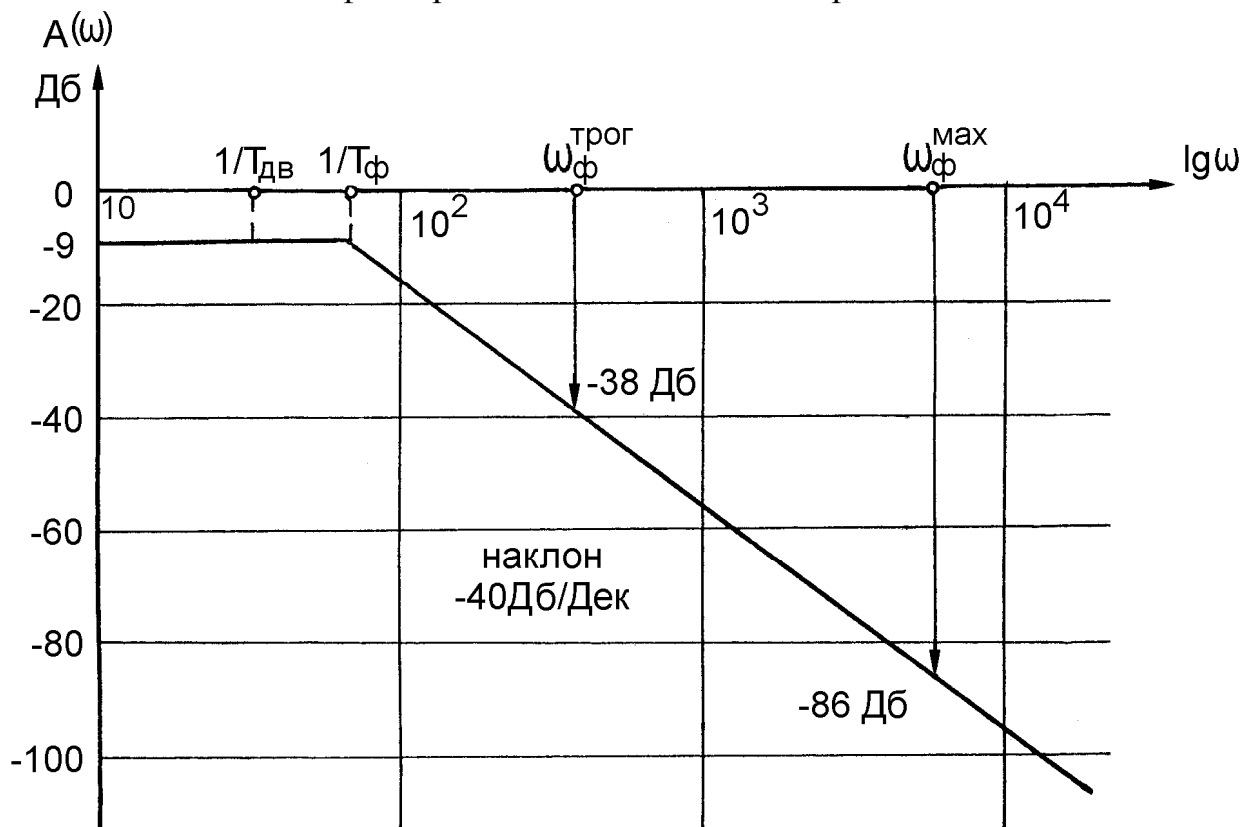


Рис.2.5.2. ЛАЧХ активного фильтра.

