

## **ШИМ – контроллер TL494**

### **Особенности:**

- **Полный набор функций ШИМ-управления**
- **Выходной втекающий или вытекающий ток каждого выхода .....200мА**
- **Возможна работа в двухтактном или одноктактном режиме**
- **Встроенная схема подавления сдвоенных импульсов**
- **Широкий диапазон регулировки**
- **Выходное опорное напряжение.....5В +-05%**
- **Просто организуемая синхронизация**

### **Общее описание:**

#### **1114ЕУ3/4 – TL494**

**Специально созданные для построения ИВП, микросхемы TL493/4/5 обеспечивают разработчику расширенные возможности при конструировании схем управления ИВП. Приборы TL493/4/5 включают в себя усилитель ошибки, встроенный регулируемый генератор, компаратор регулировки мертвого времени, триггер управления, прецизионный ИОН на 5В и схему управления выходным каскадом. Усилитель ошибки выдает синфазное напряжение в диапазоне от – 0,3...(V<sub>cc</sub>-2) В. Компаратор регулировки мертвого времени имеет постоянное смещение, которое ограничивает минимальную длительность мертвого времени величиной порядка 5%.**

**Допускается синхронизация встроенного генератора, при помощи подключения вывода R к выходу опорного напряжения и подачи входного пилообразного напряжения на вывод С, что используется при синхронной работе нескольких схем ИВП.**

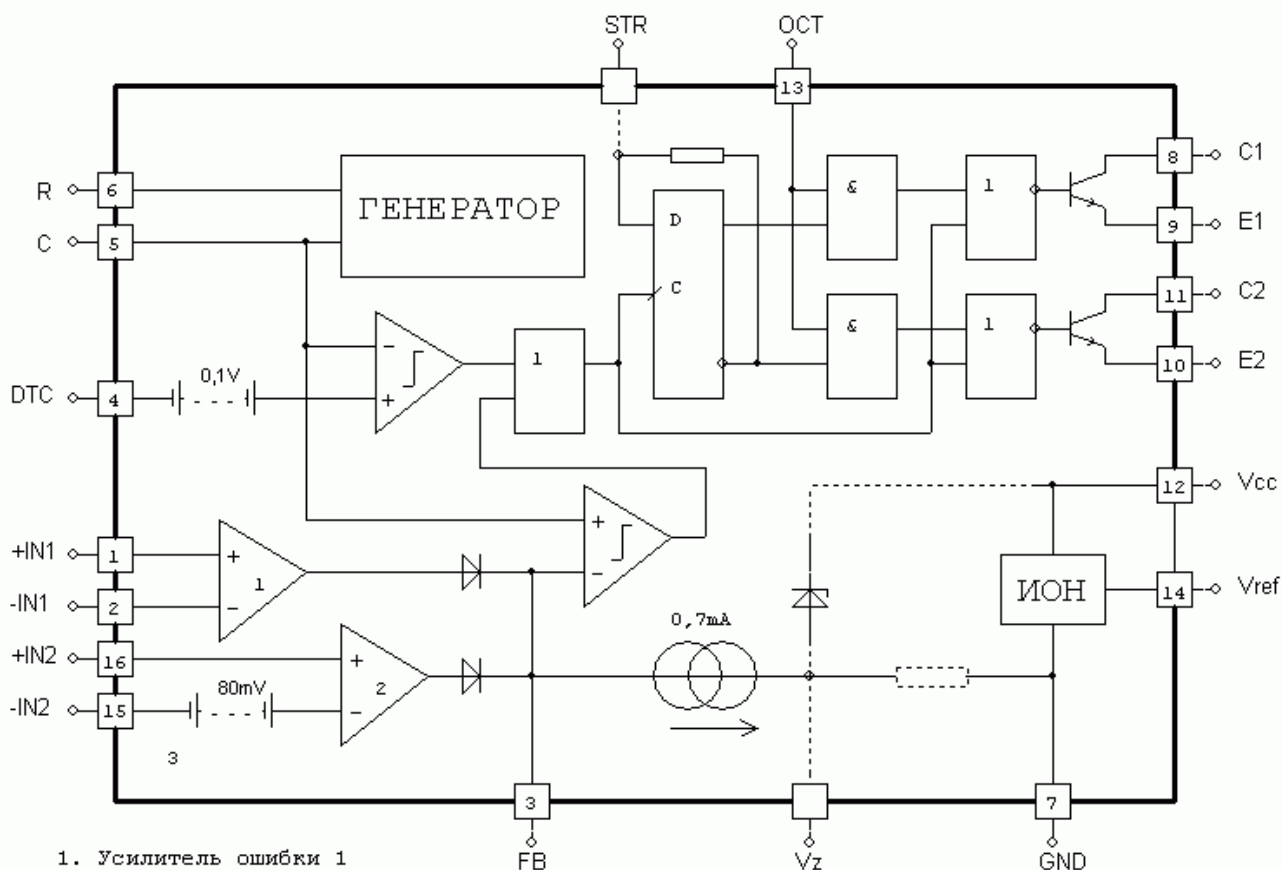
**Независимые выходные формирователи на транзисторах обеспечивают возможность работы выходного каскада по схеме с общим эмиттером либо по схеме эмиттерного повторителя. Выходной каскад микросхем TL493/4/5 работает в одноктактном**

или двухтактном режиме с возможностью выбора режима с помощью специального входа. Встроенная схема контролирует каждый выход и запрещает выдачу сдвоенного импульса в двухтактном режиме.

Приборы, имеющие суффикс L, гарантируют нормальную работу в диапазоне температур  $-5...85^{\circ}\text{C}$ , с суффиксом С гарантируют нормальную работу в диапазоне температур  $0...70^{\circ}\text{C}$ .

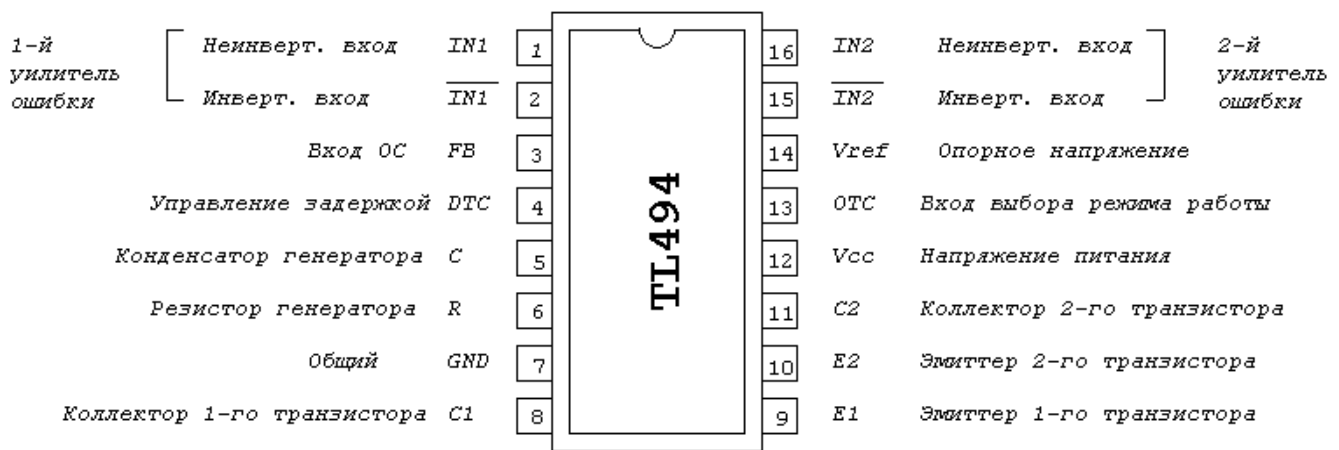
### Структурная схема:

Двухтактный ШИМ-контроллер 1114EУ4 (TL494CN)



1. Усилитель ошибки 1
  2. Усилитель ошибки 2 для TL494 и TL495 или токоограничивающий усилитель для TL493
  3. Источник напряжения только для TL493
- Пунктиром указаны соединения и элементы только для TL495. Номера выводов указаны для TL493 и TL494

### Цоколевка корпуса:



**Предельные значения параметров:**

**Напряжение питания.....41В**

**Входное напряжение усилителя.....(V<sub>cc</sub>+0.3)В**

**Выходное напряжение коллектора.....41В**

**Выходной ток коллектора.....250мА**

**Общая мощность рассеивания в непрерывном режиме.....1Вт**

**Рабочий диапазон температур окружающей среды:**

**-с суффиксом L.....-25..85С**

**-с суффиксом С.....0..70С**

**Диапазон температур хранения .....-65...+150С**

**Функциональное описание:**

**Микросхема TL494 представляет из себя ШИМ-контролер импульсного источника питания, работающий на**

фиксированной частоте, и включает в себя все необходимые для этого блоки. Встроенный генератор пилообразного напряжения требует для установке частоты только двух внешних компонентов R и C. Частота генератора определяется по формуле:

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R * C}$$

Модуляция ширины выходных импульсов достигается сравнением положительного пилообразного напряжения, получаемого на конденсаторе C, с двумя управляющими сигналами (см временную диаграмму). Логический элемент ИЛИ-НЕ возбуждает выходные транзисторы Q1 и Q2 только тогда, когда линия тактирования встроенного триггера находится в НИЗКОМ логическом состоянии. Это происходит только в течение того времени, когда амплитуда пилообразного напряжения выше амплитуды управляющих сигналов. Следовательно повышение амплитуды управляющих сигналов вызывает соответствующее линейное уменьшение ширины выходных импульсов. Под управляющими сигналами понимаются напряжения производимые схемой регулировки мёртвого времени (вывод 4), усилители ошибки (выводы 1, 2, 15, 16) и цепью обратной связи (вывод 3).

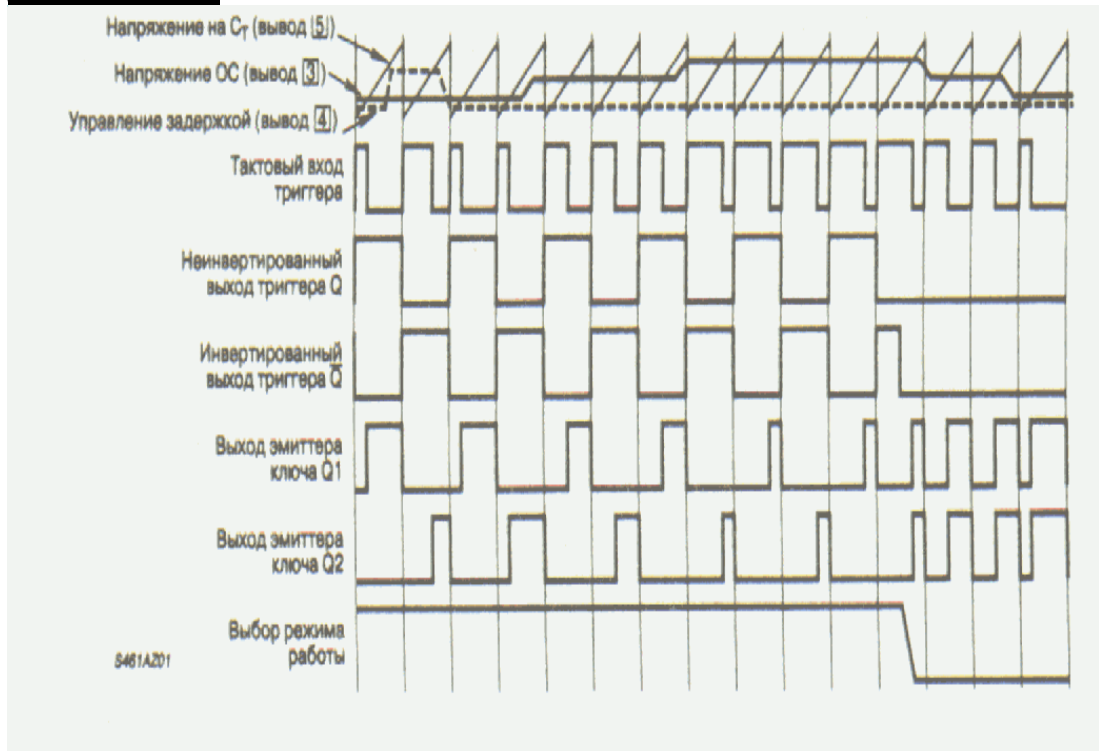
Вход компаратора регулировки мертвого времени имеет смещение 120мВ, что ограничивает минимальное мертвое время на выходе первыми 4% длительности цикла пилообразно напряжения. В результате максимальная длительность рабочего цикла составляет 96% в том случае, если вывод 13 заземлен, и 48% в том случае, если на вывод 13 подано опорное напряжение.

Увеличить длительность мертвого времени на выходе, можно подавая на вход регулировки мертвого времени (вывод 4) постоянное напряжение в диапазоне 0..3,3В. ШИМ-компаратор регулирует ширину выходных импульсов от максимального значения, определяемого входом регулировки мертвого времени, до нуля, когда напряжение обратной связи изменяется от 0,5 до 3,5В. Оба усилителя ошибки имеют входной диапазон

синфазного сигнала от  $-0,3$  до  $(V_{cc}-2,0)V$  и могут использоваться для считывания значений напряжения или тока с выхода источника питания. Выходы усилителей ошибки имеют активный **ВЫСОКИЙ** уровень напряжения и объединены функцией ИЛИ не инвертирующем входе ШИМ-компаратора. В такой конфигурации усилитель, требующий минимального времени для включения выхода, является доминирующим в петле управления. Во время разряда конденсатора  $C$  на выходе компаратора регулировки мертвого времени генерируется положительный импульс, который тактирует триггер и блокирует выходные транзисторы  $Q1$  и  $Q2$ . Если на вход выбора режима работы подается опорное напряжение (вывод 13), триггер непосредственно управляет двумя выходными транзисторами в противофазе (двухтактный режим), а выходная частота равна половине частоты генератора. Выходной формирователь может также работать в одноктактном режиме, когда оба транзистора открываются и закрываются одновременно, и когда требуется максимальный рабочий цикл не превышающий 50%. Это желательно, когда трансформатор имеет звенящую обмотку с ограничительным диодом, используемым для подавления переходных процессов. Если в одноктактном режиме требуются большие токи, выходные транзисторы могут работать параллельно. Для этого требуется замкнуть на землю вход выбора режима работы  $OTS$ , что блокирует выходной сигнал от триггера. Выходная частота в этом случае будет равна частоте генератора.

Микросхема TL494 имеет встроенный источник опорного напряжения на 5,0В, способный обеспечить вытекающий ток до 10мА для смещения внешних компонентов схемы. Опорное напряжение имеет погрешность 5% в диапазоне рабочих температур от 0 до 70С.

## Временная диаграмма:



## **Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. СПРАВОЧНИК. Издательство Додэка. 1997**

Использование ИС семейства TL494 в преобразователях питания

(с) составление klausmobile 2000

TL 494 и ее последующие версии - наиболее часто применяемая микросхема для построения двухтактных преобразователей питания.

- TL494 (оригинальная разработка Texas Instruments) - ИС ШИМ преобразователя напряжения с одноктактными выходами (TL 494 IN - корпус DIP16, -25..85С, TL 494 CN - DIP16, 0..70С).
- К1006ЕУ4 - отечественный аналог TL494

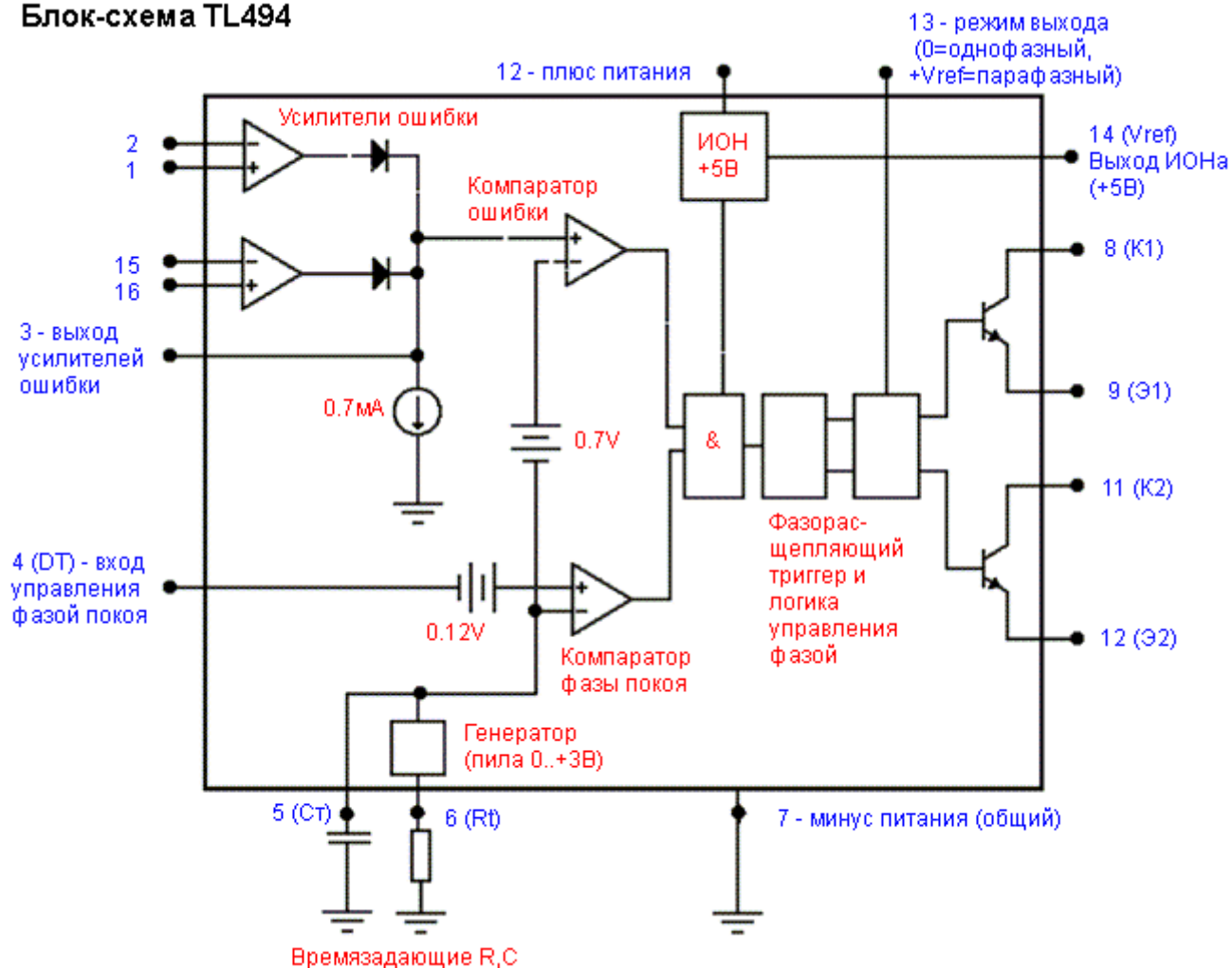
- TL594 - аналог TL494 с улучшенной точностью усилителей ошибки и компаратора
- TL598 - аналог TL594 с двухтактным (pnp-npn) повторителем на выходе

Настоящий материал - обобщение на тему оригинального техдока Texas Instruments (ищите документ slva001a.pdf на [www.ti.com](http://www.ti.com) - далее ссылка "TI"), публикаций [International Rectifier](#) ("Силовые полупроводниковые приборы International Rectifier", Воронеж, 1999) и [Motorola](#), опыта друзей-самодельщиков и самого автора. Следует сразу отметить, что точностные параметры, коэффициент усиления, токи смещения и прочие аналоговые показатели улучшались от ранних серий к более поздним, в тексте - как правило - используются наихудшие, ранних серий параметры. Вкратце, у почтеннейшей микросхемы есть и недостатки, и достоинства.

- Плюс: Развитые цепи управления, два дифференциальных усилителя (могут выполнять и логические функции)
- Минус: Однофазные выходы требуют дополнительной обвески (по сравнению с UC3825)
- Минус: Недоступно токовое управление, относительно медленная петля обратной связи (некритично в автомобильных ПН)
- Минус: Синхронное включение двух и более ИС не так удобно, как в UC3825

## 1. Особенности ИС

## Блок-схема TL494



Цепи ИОНа и защиты от недонапряжения питания. Схема включается при достижении питанием порога 5.5..7.0 В (типичное значение 6.4В). До этого момента внутренние шины контроля запрещают работу генератора и логической части схемы. Ток холостого хода при напряжении питания +15В (выходные транзисторы отключены) не более 10 мА. ИОН +5В (+4.75..+5.25 В, стабилизация по выходу не хуже +/- 25мВ) обеспечивает вытекающий ток до 10 мА. Умощнить ИОН можно только используя прп-эмиттерный повторитель (см Т1 стр. 19-20), но на выходе такого "стабилизатора" напряжение будет сильно зависеть от тока нагрузки.

Генератор вырабатывает на времязадающем конденсаторе Ct (вывод 5) пилообразное напряжение 0..+3.0В (амплитуда задана ИОНом) для TL494 Texas Instruments и 0...+2.8В для TL494 Motorola (чего же ждать от других?), соответственно для Т1  $F=1.0/(RtCt)$ , для Моторолы  $F=1.1/(RtCt)$ .



Допустимы рабочие частоты от 1 до 300 кГц, при этом рекомендованный диапазон  $R_t = 1 \dots 500 \text{ кОм}$ ,  $C_t = 470 \text{ пФ} \dots 10 \text{ мкФ}$ . При этом типовой температурный дрейф частоты составляет (естественно без учета дрейфа навесных компонентов)  $\pm 3\%$ , а уход частоты в зависимости от напряжения питания - в пределах  $0.1\%$  во всем допустимом диапазоне.

Для дистанционного выключения генератора можно внешним ключом замкнуть вход  $R_t$  (6) на выход ИОНа, или - замкнуть  $C_t$  на землю. Разумеется, сопротивление утечки разомкнутого ключа должно учитываться при выборе  $R_t$ ,  $C_t$ .

Вход контроля фазы покоя (скважности) через компаратор фазы покоя задает необходимую минимальную паузу между импульсами в плечах схемы. Это необходимо как для недопущения сквозного тока в силовых каскадах за пределами ИС, так и для стабильной работы триггера - время переключения цифровой части TL494 составляет 200 нс. Выходной сигнал разрешен тогда, когда пила на  $C_t$  превышает напряжение на управляющем входе 4 (DT). На тактовых частотах до 150 кГц при нулевом управляющем напряжении фаза покоя = 3% периода (эквивалентное смещение управляющего сигнала 100..120 мВ), на больших частотах встроенная коррекция расширяет фазу покоя до 200..300 нс.

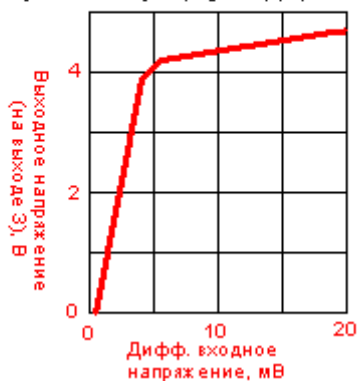
Используя цепь входа DT, можно задавать фиксированную фазу покоя (R-R делитель), режим мягкого старта (R-C), дистанционное выключение (ключ), а также использовать DT как линейный управляющий вход. Входная цепь собрана на pnp-транзисторах, поэтому входной ток (до 1.0 мкА) вытекает из ИС а не втекает в нее. Ток достаточно большой, поэтому следует избегать высокоомных резисторов (не более 100 кОм). На TI, стр. 23 приведен пример защиты от перенапряжения с использованием 3-выводного стабилитрона TL430 (431).

Усилители ошибки - фактически, операционные усилители с  $K_u = 70 \dots 95 \text{ дБ}$  по постоянному напряжению (60 дБ для ранних серий),  $K_u = 1$  на 350 кГц. Входные цепи собраны на pnp-транзисторах, поэтому входной ток (до 1.0 мкА) вытекает из ИС а не втекает в нее. Ток достаточно большой для ОУ, напряжение смещения тоже (до 10 мВ) поэтому следует избегать высокоомных

резисторов в управляющих цепях (не более 100 кОм). Зато благодаря использованию рпр-входов диапазон входных напряжений - от -0.3В до  $V_{питания}-2В$ .

Выходы двух усилителей объединены диодным ИЛИ. Тот усилитель, на выходе которого большее напряжение, перехватывает управление логикой. При этом выходной сигнал доступен не порознь, а только с выхода диодного ИЛИ (он же вход компаратора ошибки). Таким образом, только один усилитель может быть замкнут петлей ОС в линейном режиме. Этот усилитель и замыкает главную, линейную ОС по выходному напряжению. Второй усилитель при этом может использоваться как компаратор - превышения выходного тока, или как ключ на логический сигнал аварии (перегрев, КЗ и т.п.), дистанционного выключения и пр. Один из входов компаратора привязывается к ИОНу, на втором организуется логическое ИЛИ аварийных сигналов (еще лучше - логическое И сигналов нормальных состояний).

**ПЕРЕДАТОЧНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА  
УСИЛИТЕЛЯ ОШИБКИ  
(TL494 ранних серий,  $K_u=60дБ$ )**



При использовании RC частотнозависимой ОС следует помнить, что выход усилителей - фактически одностактный (последовательный диод!), так что заряжать емкость (вверх) он зарядит, а вниз - разрядит будет долго. Напряжение на этом выходе находится в пределах 0..+3.5В (чуть больше размаха генератора), далее коэффициент напряжения резко падает и примерно при 4.5В на выходе усилители насыщаются. Аналогично, следует избегать низкоомных резисторов в цепи выхода усилителей (петли ОС).

Усилители не предназначены для работы в пределах одного такта рабочей частоты. При задержке распространения сигнала внутри усилителя в 400 нс они для этого слишком медленные, да и логика управления триггером не позволяет (возникали бы побочные импульсы на выходе). В реальных схемах ПН частота среза цепи ОС выбирается порядка 200-10000 Гц.

Триггер и логика управления выходами - При напряжении питания не менее 7В, если напряжение пины на генераторе больше чем на управляющем входе DT, и если напряжение пины больше чем на любом из усилителей ошибки (с учетом встроенных порогов и смещений) - разрешается выход схемы. При сбросе генератора из максимума в ноль - выходы отключаются. Триггер с парафазным выходом делит частоту надвое. При логическом 0 на входе 13 (режим выхода) фазы триггера объединяются по ИЛИ и подаются одновременно на оба выхода, при логической 1 - подаются парафазно на каждый выход порознь.

Выходные транзисторы - при Дарлингтоны со встроенной тепловой защитой (но без защиты по току). Таким образом, минимальное падение напряжение между коллектором (как правило замкнутым на плюсовую шину) и эмиттером (на нагрузке) - 1.5В (типичное при 200 мА), а в схеме с общим эмиттером - чуть лучше, 1.1 В типичное. Предельный выходной ток (при одном открытом транзисторе) ограничен 500 мА, предельная мощность на весь кристалл - 1Вт.

## 2. Особенности применения

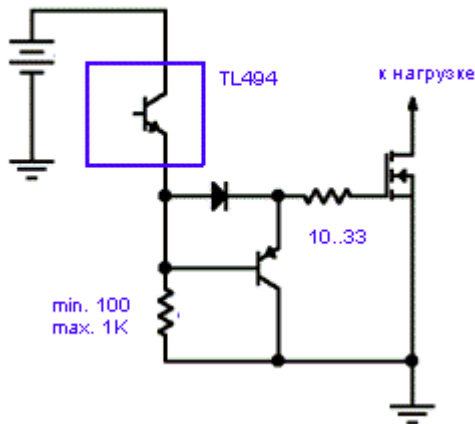
Работа на затвор МДП транзистора. Выходные повторители

При работе на емкостную нагрузку, какой условно является затвор МДП транзистора, выходные транзисторы TL494 включаются эмиттерным повторителем. При ограничении среднего тока в 200 мА схема способна достаточно быстро зарядить затвор, но разрядить его выключенным транзистором невозможно. Разряжать затвор с помощью заземленного резистора - также неудовлетворительно медленно. Ведь напряжение на условной емкости затвора спадает по экспоненте, а для закрытия транзистора затвор надо разрядить от 10В до не более 3В. Ток разряда через резистор будет всегда меньше тока заряда через транзистор (да и

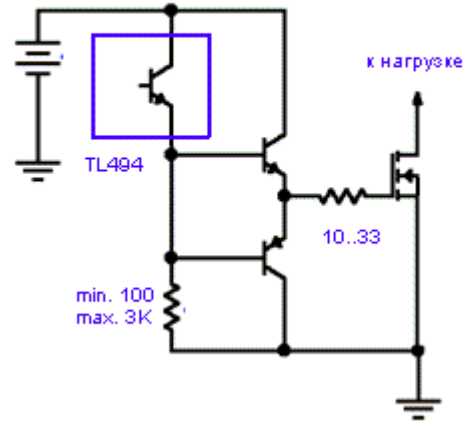
греться резистор будет неслабо, и красть ток ключа при ходе вверх).

#### ДВА ВАРИАНТА РАСКАЧКИ ВЫХОДА TL494

**А. PNP-транзистор в цепи разряда затвора**



**Б. Комплементарный эмиттерный повторитель**



Вариант А. Цепь разряда через внешний рnp транзистор (заимствовано на сайте Шихмана - см. "Блок питания усилителя Jensen"). При зарядке затвора ток, протекающий через диод, запирает внешний рnp-транзистор, при выключении выхода ИС - заперт диод, транзистор открывается и разряжает затвор на землю. Минус - работает только на небольшие емкости нагрузки (ограниченные токовым запасом выходного транзистора ИС).

*При использовании TL598 (с двухтактным выходом) функция нижнего, разрядного, плеча уже зашита на кристалле. Вариант А в этом случае нецелесообразен.*

Вариант Б. Независимый комплементарный повторитель. Так как основная токовая нагрузка отрабатывается внешним транзистором, емкость (ток заряда) нагрузки практически не ограничена. Транзисторы и диоды - любые ВЧ с небольшим напряжением насыщения и  $S_k$ , и достаточным запасом по току (1А в импульсе и более). Например, КТ644+646, КТ972+973. "Земля" повторителя должна распаиваться непосредственно рядом с истоком силового ключа. Коллекторы транзисторов повторителя обязательно зашунтировать керамической емкостью (на схеме не показана).

Какую схемы выбрать - зависит прежде всего от характера нагрузки (емкость затвора или заряд переключения), рабочей частоты, временных требований к фронтам импульса. А они (фронты)

должны быть как можно быстрее, ведь именно на переходных процессах на МДП ключе рассеивается большая часть тепловых потерь. Рекомендую обратиться к публикациям в сборнике International Rectifier для полного анализа задачи, сам же ограничусь примером.

*Мощный транзистор - IRF11010N - имеет справочный полный заряд на затворе  $Q_g=130\text{нКл}$ . Это немало, ведь транзистор имеет исключительно большую площадь канала, чтоб обеспечить предельно низкое сопротивление канала (12 мОм). Именно такие ключи и требуются в 12В преобразователях, где каждый миллиом на счету. Чтоб гарантированно открыть канал, на затворе надо обеспечить  $V_g=+6\text{В}$  относительно земли, при этом полный заряд затвора  $Q_g(V_g)=60\text{нКл}$ . Чтоб гарантированно разрядить затвор, заряженный до 10В, надо рассосать  $Q_g(V_g)=90\text{нКл}$ .*

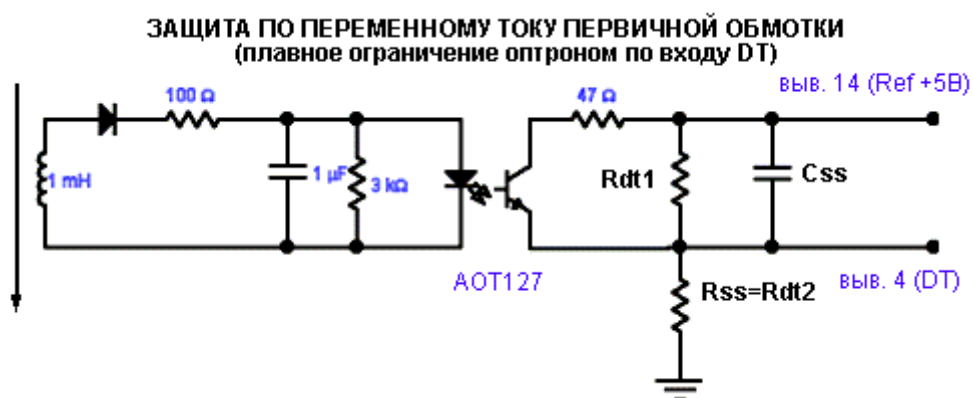
*При тактовой частоте 100 кГц и суммарной скважности 80% каждое плечо работает в режиме 4 мкс открыто - 6 мкс закрыто. Предположим, что длительность каждого фронта импульса должна быть не более 3% открытого состояния, т.е.  $t_f=120\text{нс}$ . Иначе резко возрастают тепловые потери на ключе. Таким образом, минимально приемлемый средний ток заряда  $I_{g+}=60\text{нКл}/120\text{нс}=0.5\text{А}$ , ток разряда  $I_{g-}=90\text{нКл}/120\text{нс}=0.75\text{А}$ . И это без учета нелинейного поведения емкостей затвора!*

*Сопоставляя требуемые токи с предельными для TL494, видно, что ее встроенный транзистор будет работать на предельном токе, и скорее всего не справится со своевременным зарядом затвора, так что выбор делается в пользу комплементарного повторителя. При меньшей рабочей частоте или при меньшей емкости затвора ключа возможен и вариант с разрядником.*

## 2. Реализация защиты по току, мягкого старта, ограничения скважности

Как правило, в роли датчика тока так и просится последовательный резистор в цепи нагрузки. Но он будет красть драгоценные вольты и ватты на выходе преобразователя, да и контролировать только цепи нагрузки, а КЗ в первичных цепях обнаружить не сможет. Решение - индуктивный датчик тока в первичной цепи.

Собственно датчик (трансформатор тока) - миниатюрная тороидальная катушка (внутренний ее диаметр должен, помимо обмотки датчика, свободно пропустить провод первичной обмотки главного силового трансформатора). Сквозь тор пропускаем провод первичной обмотки трансформатора (но не "земляной" провод истока!). Постоянную времени нарастания детектора задаем порядка 3-10 периодов тактовой частоты, спада - в 10 раз более, исходя из тока срабатывания оптрона (порядка 2-10 мА при падении напряжения 1.2-1.6В).



В правой части схемы - два типовых решения для TL494. Делитель Rdt1-Rdt2 задает максимальную скважность (минимальную фазу покоя). Например, при Rdt1=4.7кОм, Rdt2=47кОм на выходе 4 постоянное напряжение Udt=450мВ, что соответствует фазе покоя 18..22% (в зависимости от серии ИС и рабочей частоты).

При включении питания C<sub>ss</sub> разряжен и потенциал на входе ДТ равен V<sub>ref</sub> (+5В). C<sub>ss</sub> заряжается через R<sub>ss</sub> (она же Rdt2), плавно опуская потенциал ДТ до нижнего предела, ограниченного делителем. Это "мягкий старт". При C<sub>ss</sub>=47мкФ и указанных резисторах выходы схемы открываются через 0.1 с после включения, и выходят на рабочую скважность еще в течении 0.3-0.5 с.

В схеме, помимо Rdt1, Rdt2, C<sub>ss</sub> присутствуют две утечки - ток утечки оптрона (не выше 10 мкА при высоких температурах, порядка 0.1-1 мкА при комнатной температуре) и вытекающий из входа ДТ ток базы входного транзистора ИС. Чтобы эти токи не влияли существенно на точность делителя, Rdt2=R<sub>ss</sub> выбираем не выше 5 кОм, Rdt1 - не выше 100 кОм.

Разумеется, выбор именно оптрона и цепи ДТ для управления непринципиален. Возможно и использование усилителя ошибки в режиме компаратора, и блокировка емкости или резистора генератора (например, тем же оптроном) - но это именно выключение, а не плавное ограничение.