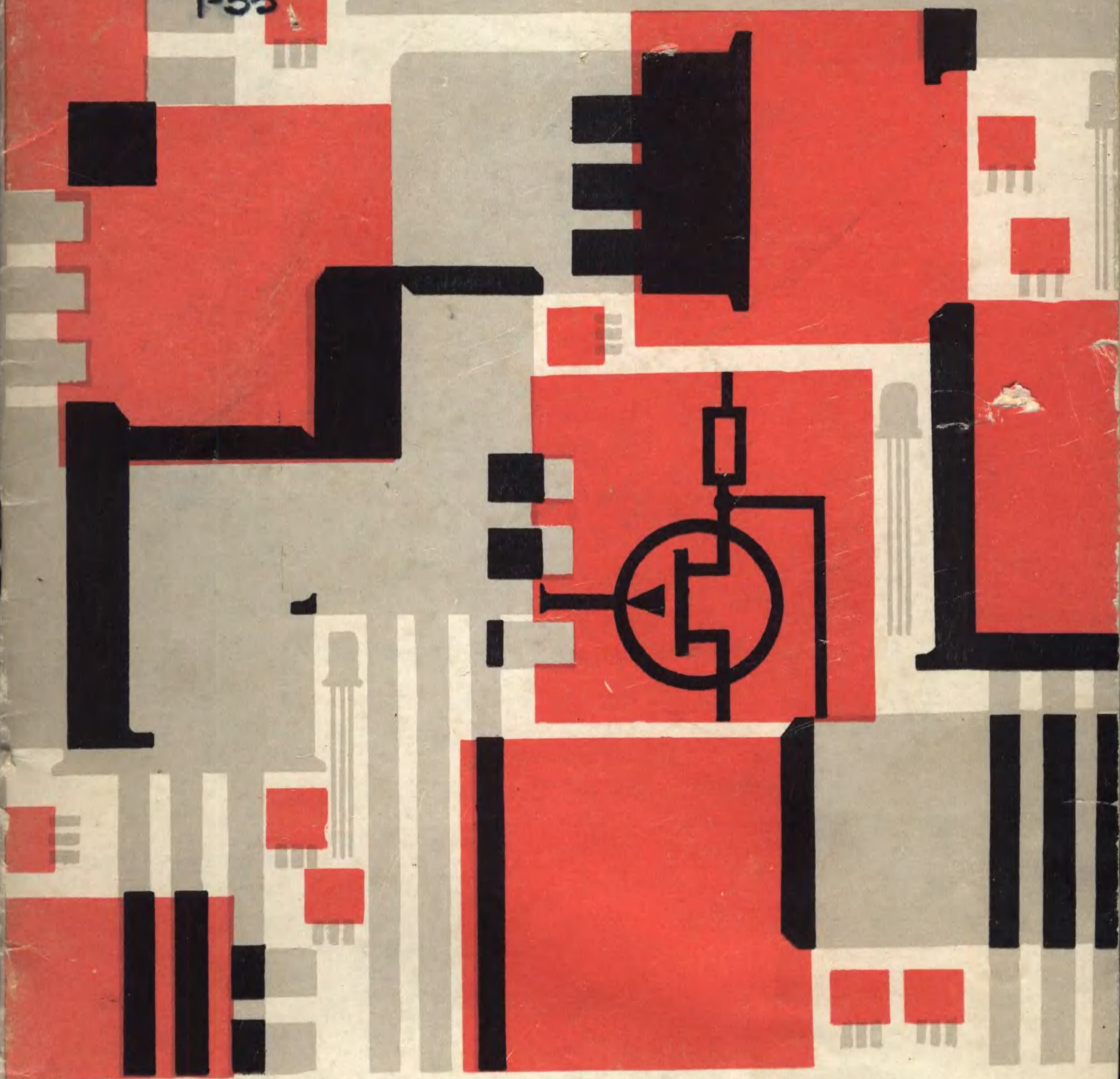


621.382.3

Sp.

T-33

14710



РАДИОКОМПОНЕНТЫ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

КРЕМНИЕВЫЕ ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ АН СССР
НОВОСИБИРСКОЕ ОБЛАСТНОЕ ОБЩЕСТВО "ЗНАНИЕ"

Заочный семинар
ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ АКТИВНЫХ РАДИОКОМПОНЕНТОВ
МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Лекция 16
Аналоговый ключ на полевых транзисторах
х х х
Исследование статических характеристик
аналогового ключа на полевом транзисторе

Ответственный редактор Н.А.ТОПЧИЛОВ

Издательство "НАУКА" • Сибирское отделение

Новосибирск, 1971 г.

Настоящий выпуск является продолжением публикуемых материалов заочного семинара "Перспективы развития активных компонентов малой мощности", проводимого Домом техники Новосибирского областного совета НТО и Областным правлением НТО РСФСР им. А.С.Попова.

Брошюра посвящена вопросам применения полевых транзисторов КП103 (2ТУ Т93.365.000 ТУ1) и 2П103 (2ТУ Т93.365.000 ТУ) и их бескорпусных аналогов-транзисторов ТН-5 (2ТУ Т93.365.005 ТУ) в схемах переключения аналоговых сигналов.

Усижительные параметры этих транзисторов описаны в лекциях I3-I4 заочного семинара.

В данной лекции предлагается методика расчета ключевых параметров полевых транзисторов по их известным усилительным параметрам и вольт-амперным характеристикам. Приведены основные статистические ключевые параметры.

Описана микросхема аналогового ключа на бескорпусных полевых транзисторах ТН-5. Рассмотрены коммутационные возможности таких ключей и особенности их эксплуатации, зависимость основных характеристик ключа от эксплуатационных режимов и способов включения.

Вопросы использования ключей на полевых транзисторах в многоканальных коммутаторах аналоговых сигналов будут рассмотрены в следующей лекции.

В.Ф.Тютменни

Аналоговый ключ на полевых транзисторах

Полевые транзисторы, благодаря специфическим свойствам их параметров, получают все большее применение в различных переключающих схемах.

Ключи на полевых транзисторах практически не создают остаточного напряжения в коммутируемой цепи при условии, что режим схемы ключа не допускает появления прямых токов через переход затвор-канал ключевого транзистора. В этом случае обеспечивается высокое входное сопротивление ключа, позволяющее избежать трансформаторной развязки коммутируемого и управляющего напряжений, которая необходима для ключей на биполярных транзисторах. Это преимущество позволяет конструировать ключи на полевых транзисторах в виде интегральных микросхем.

Наиболее простой и в то же время обеспечивающей хорошие показатели при коммутации постоянных или медленно изменяющихся аналоговых напряжений является схема аналогового переключателя с "плавающим" затвором, приведенная на рис. 1. Несмотря на видную простоту, схема имеет ряд особенностей, незнание которых может привести к нежелательным последствиям при эксплуатации ключа. Общие принципы работы аналогового ключа с "плавающим" затвором достаточно полно описаны в литературе [1-3].

В работе излагаются коммутационные возможности аналогового ключа на полевых транзисторах ТН-5Б и ТН-5Д (2ТУ Т93.365.005 ТУ), выполненного в виде гибридной микросхемы. Микросхема со-

стоит из двух отдельных ключей, каждый из которых имеет автономную схему управления, разделенные входы и выходы. Принципи-

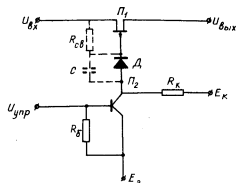


Рис. 1. Схема аналогового ключа с "плавающим" затвором

альная схема ключа изображена на рис. 2, нумерация выводов микросхемы - на рис. 3, основные параметры приведены в таблице.

Основные параметры аналогового ключа на полевых транзисторах ТН-5В

Наименование параметров	Значение параметров		Условия измерения
	мин.	макс.	
I	2	3	4
Сопротивление открытого ключа, Ом	300	600	$U_{AS} = 0, I_{CS} = 0$
Ток утечки закрытого ключа, нА	2	10	$T = 20^\circ\text{C}$ $U_{AS} = -5 \text{ В}$ $E_K = +12,6 \text{ В}$
Время переключения (мксек) при: $C = 50 \text{ пФ}$ $R_{сб} = 100 \text{ ком}$	0,5 1	2 3	$R_H = 5 \text{ ком}$

I	2	3	4
Максимальная частота коммутируемого сигнала, кГц		50	$R_{сб} = 100 \text{ ком}$
Величина коммутируемого напряжения, В:			
однополярный сигнал	10^{-4}	± 7	
биполярный сигнал	10^{-4}	± 5	
Управляющие сигналы, В:			
состояние "вкл."	1,3	3,5	
состояние "выкл."	0	0,3	
Напряжение питания схемы управления, В:			
однополярный сигнал	$E_3 = 0$	$E_K = +12,6$	
биполярный сигнал	$E_3 = -5$	$E_K = +10$	

Ниже приводится зависимость основных характеристик ключа от эксплуатационных режимов и способов включения.

1. Сопротивление ключа в открытом состоянии. Приближенно его можно определить по формуле: $r_{AS(ON)} = \frac{1}{S}$, где S - крутизна ключевого транзистора.

Однако при коммутации положительных сигналов через переход затвор-исток проходит некоторый прямой ток, величина которого определяется током обратно смещенного развязывающего диода Д. При этом сопротивление открытого ключа будет несколько меньше расчетного. Напротив, при коммутации сигналов, потенциал которых ниже потенциала затвора, обеспечиваемого схемой управления ключа в открытом состоянии, имеет место некоторое увеличение сопротивления открытого ключа. В общем случае, если разность потенциалов затвор-исток открытого ключевого транзистора не превышает десятых долей вольта, то существует простая зависимость [1]:

$$r'_{AS(ON)} = r_{AS(ON)} \left(1 + \frac{U_{GS}}{U_0} \right),$$

где U_{GS} - напряжение затвор-исток;
 $r'_{AS(ON)}$ - сопротивление открытого ключа при $U_{GS} \neq 0$;
 U_0 - напряжение отсечки транзистора.

Сопротивление канала ключевого транзистора зависит также и

от величины коммутируемого тока. Его можно считать постоянным до тех пор, пока коммутируемый ток не выйдет за пределы линейного участка стоковой характеристики транзистора. При дальнейшем увеличении коммутируемого тока сопротивление ключа будет возрастать, что объясняется кривизной стоковой характеристики полевого транзистора.

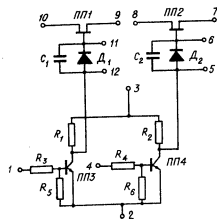


Рис. 2. Принципиальная схема аналогового переключателя

С целью повышения точности передачи аналоговых сигналов не рекомендуется превышать токи, ограниченные линейным участком характеристики.

2. Сопротивление закрытого ключа характеризуется током стока ключевого транзистора.

В свою очередь, ток стока состоит из двух составляющих:

- тока утечки I_{DG} обратно смещенного перехода затвор-канал;
- тока остаточной проводимости канала I_{DS} .

$$I_D = I_{DG} + I_{DS}.$$

При коммутации малых напряжений, когда можно считать

$$U_{CS} = U_{GD}, \quad I_{DG} = \frac{I_G}{2},$$

где I_G - ток затвора закрытого транзистора.

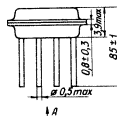
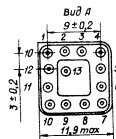


Рис. 3. Габаритные размеры и цоколевка аналогового ключа в корпусе 2МС13-Г:

1 - вход схемы управления I ключа; 2 - напряжение питания эмиттера в схеме управления; 3 - напряжение питания коллектора в схеме управления; 4 - вход схемы управления II ключа; 5 - выход схемы управления II ключа; 6 - затвор полевого транзистора I ключа; 7 - выход I ключа; 8 - вход II ключа; 9 - выход II ключа; 10 - вход I ключа; 11 - затвор полевого транзистора I ключа; 12 - выход схемы управления I ключа; 13 - корпус



Величина и направление тока остаточной проводимости зависят от разности потенциалов стока и истока. При коммутации отрицательных напряжений ток I_{DS} имеет противоположное направление и может полностью компенсировать и даже превышать значение I_{DG} .

3. Максимальная частота переключения в многоканальном коммутаторе зависит от необходимого времени коммутации и времени переключения. Необходимое время коммутации определяется разрезающей способностью измерительного устройства на выходе ключа.

Время переключения зависит как от параметров ключевой схемы, так и от внешних цепей. Под временем переключения отдельного ключа понимают обычно наибольшее из двух времён: включения и выключения.

Скорость включения ключа будет определяться временем, в течение которого затвор ключевого транзистора получит потенциал, близкий к потенциалу истока.

Постоянная времени установления потенциала затвора определяется как

$$\tau_G = C_G R_d,$$

где

C_G — полная ёмкость цепи затвора ключевого транзистора;

R_d — сопротивление обратно смещённого развязывающего диода $\bar{D}$.

Для транзисторов ТН-5 $C_G \approx 30$ пф, $R_d \approx 10^8$ ом; при этом $\tau_G = 30 \cdot 10^{-12} \cdot 10^8 = 3 \cdot 10^{-3}$ сек. При коммутации сигналов малого уровня время включения, то есть время установления потенциала затвора, близкого к потенциалу истока (без учёта ёмкости диода)

$$t_{\text{вкл}} = 3 \tau_G = 3 \cdot 3 \cdot 10^{-3} \text{ сек.}$$

Таким образом, время включения при отсутствии ёмкости, параллельной развязывающему диоду, измеряется миллисекундами. Однако собственная ёмкость диода ускоряет процесс включения ключевого транзистора. Дело в том, что в случае включения двух последовательных конденсаторов под напряжение, источник которого (в нашем случае открытый транзистор Π_2 схемы управления) имеет малое внутреннее сопротивление, напряжение на них практически мгновенно устанавливается в отношении

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{C_2}{C_1},$$

то есть в нашем случае

$$\frac{U_G}{U_A} = \frac{C_d}{C_G}.$$

$$\text{Так как } U_G + U_A = E_3, \quad \text{то } \frac{U_G}{E_3 - U_G} = \frac{C_d}{C_G},$$

где E_3 — напряжение на эмиттере транзистора схемы управления относительно его коллектора;

U_G и U_A — напряжения на ёмкостях затвора и диода соответственно;

или

$$U_G = \frac{C_d E_3}{C_d + C_G},$$

то есть напряжение на затворе при включении транзистора Π_2 тем ближе к напряжению на его эмиттере, чем больше отношение $\frac{C_d}{C_G}$.

Так как собственная ёмкость диода $C_d \approx 15$ пф, параллельно диоду $\bar{D}$ необходимо включить дополнительную "ускоряющую" ёмкость C .

В рассматриваемой схеме практически достаточно включить параллельно диоду ёмкость $C = 50$ пф. При этом обеспечивается быстрое ($t_{\text{вкл}} = 1-2$ мксек) включение даже очень малых сигналов. Приведённый анализ относится к случаю $E_3 = 0$ (коммутация положительных сигналов).

В случае, если коммутируемые положительные сигналы измеряются вольтами, а также при коммутации малых сигналов, но при $E_3 < 0$, напряжение на затворе в момент включения может принимать отрицательные относительно истока значения. При этом через переход затвор-исток протекают значительные импульсы прямого тока, приводящие к увеличению выбросов в коммутируемой цепи.

Схема с "плавающим" затвором (и при наличии ускоряющей ёмкости) имеет ещё одну особенность: в многоканальном коммутаторе при последовательной коммутации на нагрузку двух аналоговых напряжений, первое из которых имело более высокий по отношению к последующему уровень, ключ может остаться в закрытом состоянии, а на нагрузке будет присутствовать ложный сигнал, обусловленный переходным процессом разряда ёмкости нагрузки через омическую составляющую сопротивления нагрузки.

Суть этого явления заключается в том, что "плавающий" затвор ключевого транзистора при отпирании принимает потенциал, опре-

деляемый потенциалом истока или стока в зависимости от того, который из них более положителен. Самозапирание ключа происходит в случае более положительного стока. Так как постоянная времени разряда ёмкости развязывающего диода обычно на 2-3 порядка больше постоянной времени цепи нагрузки $\tau_n = R_n C_n$, потенциал затвора остаётся практически постоянным во всё время коммутации уже при частоте коммутации в несколько килогерц и полного (или даже частичного) отпирания ключа не происходит.

Для устранения этого явления необходимо уменьшать постоянную времени цепи нагрузки. Так как уменьшение R_n ведёт к снижению точности передачи аналогового напряжения, а ёмкость общей стоковой шины многоканального коммутатора уменьшить трудно (она определяется в основном суммарной выходной ёмкостью всех ключевых транзисторов), во многих случаях уменьшить τ_n не удаётся.

Для фиксации нулевого уровня между смежными аналоговыми сигналами можно рекомендовать введение в коммутатор специальной ключевой схемы, замыкающей нагрузку на общий провод в промежутках между импульсами.

Другим способом уменьшения времени переключения является включение между затвором и истоком полевого транзистора специального сопротивления связи $R_{сб}$, как показано на рис. 1.

В этом случае постоянная времени установления потенциала затвора будет равна:

$$\tau_G = C_G R_{сб} \quad \text{при} \quad R_{сб} = 10^5 \text{ ом и } C_G = 20 \text{ пф.}$$

$$\tau_G = 20 \cdot 10^{-12} \cdot 10^5 = 2 \cdot 10^{-6} \text{ сек} = 2 \text{ мсек.}$$

Схема аналогового ключа с сопротивлением связи между истоком и затвором обеспечивает хорошие коммутационные характеристики и пригодна для многих случаев эксплуатации. По сравнению со схемой с ускоряющей ёмкостью она не создаёт больших выбросов в коммутируемой цепи при любых значениях коммутируемых напряжений.

Схема может быть использована также для коммутации быстро изменяющихся напряжений (до десятков килогерц).

Единственным недостатком схемы является относительно низкое

входное сопротивление в состоянии "выключено", так как в этом случае источник сигнала подключен через сопротивление $R_{сб}$ к напряжению E_k .

Большую скорость переключения можно получить также с помощью схемы с буферным усилителем (БУ) (рис. 4).

Коэффициент усиления БУ должен быть равен $+1$.

Нагрузка может подключаться как до буферного усилителя, так и после него. Недостатком схемы является то, что к выходу

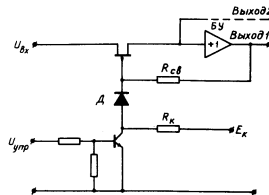


Рис. 4. Схема аналогового ключа с буферным усилителем

буферного УПТ оказывается подключённым напряжение E_k через сопротивления $R_{сб}$ всех закрытых ключей, что приводит к значительному потреблению тока от источника E_k , а также к смещению нуля на выходе БУ.

Время выключения $t_{выкл}$ собственно ключевого транзистора обычно меньше времени включения, так как в этом случае полная ёмкость затвора C_G заряжается через прямое сопротивление развязывающего диода. Постоянная времени разряда ёмкости затвора в этом случае равна $\tau_{G3} = C_G R_k$, где R_k - сопротивление в цепи коллектора транзистора схемы управления.

при $R_k = 15 \text{ ком и } C_G = 20 \text{ пф}$

$$\tau_{\sigma_3} = 15 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-12} = 3 \cdot 10^{-7} \text{ сек.}$$

то есть время выключения транзистора $t_{\text{выкл}} = 3\tau_{\sigma_3} = 1$ миксек.

Однако на практике время выключения $t_{\text{выкл}}$ может значительно превышать время выключения $t_{\text{вкл}}$. Дело в том, что обычно нагрузка ключа содержит большую ёмкостную составляющую. После того как ключ закрылся ёмкость нагрузки разряжается через омическое сопротивление нагрузки. Постоянная времени разряда ёмкости нагрузки $T_H = C_H R_H$, а полное время переходного процесса, соответствующее времени выключения,

$$t_{\text{выкл}} = 3T_H = 3C_H R_H.$$

В многоканальном коммутаторе, где суммируется все выходные ёмкости ключевых транзисторов, она может составлять сотни пикофарад. Уже при $C_H = 100$ пф и $R_H = 100$ ком время выключения составит:

$$t_{\text{выкл}} = 3 \cdot 100 \cdot 10^{-12} \cdot 10^5 = 30 \text{ миксек.}$$

Таким образом, при значительных ёмкостях нагрузки время выключения, то есть время установления нулевого потенциала на выходе, не зависит от ключа, а определяется постоянной времени цепи нагрузки.

Само по себе это явление было бы вполне допустимо для коммутатора, источника аналоговых сигналов которого имеет малое внутреннее сопротивление, если бы оно не приводило к недопустимому самозапиранью ключевого транзистора в случае, если уровень аналогового сигнала предыдущего канала значительно превышает уровень сигнала последующего канала, как это было показано выше.

Сократить время установления нулевого потенциала можно либо путём применения буферного усилителя (см. рис. 4), либо путём фиксации нулевого уровня в промежутке между импульсами.

Литература

1. Шипли М. Полевые транзисторы в аналоговых переключательных схемах. - "Электроника", № 32, 1964.
2. Голбенк, Проссер. Модульные аналоговые переключатели. - "Электроника", № 32, 1964.
3. Выхнин В., Касперович А. Использование полевых транзисторов с р-п-переходом в коммутаторах многоканальных измерительных систем. Лекция 8. Новосибирск, Изд-во "Наука", 1970.

Существующие полевые приборы, разработанные для линейных усилительных схем, могут быть успешно применены в качестве аналоговых ключей. При этом перед разработчиком возникает задача - определение ключевых характеристик полевых приборов по приведенным в его паспортных данных усилительным характеристикам. Данная работа посвящена вопросам определения и исследования ключевых характеристик полевых транзисторов с управляющим р-п-переходом. Предметом исследования являлись транзисторы 2П102 и 2П103 с каналом р-типа.

В режиме коммутации аналогового сигнала полевой транзистор можно охарактеризовать следующими статическими характеристиками: динамическим сопротивлением открытого транзистора (r_0); динамическим сопротивлением закрытого транзистора (r_z); током стока закрытого транзистора ($I_{c, зап}$); напряжением запертия ($U_{зап}$); допустимым напряжением на затворе ($U_{з, доп}$); напряжением необратимого пробоя ($U_{пр, н}$).

Рассмотрим подробнее указанные характеристики. Динамическое сопротивление канала полевого транзистора определяется как

$$r_K = \frac{dU_C}{dI_C} \Big|_{U_3 = \text{const}}, \quad (1a)$$

где U_C - напряжение между стоком и истоком;

I_C - ток стока;

U_3 - напряжение между затвором и истоком.

На рис. 1 приведена функциональная зависимость сопротивления канала от напряжения на затворе относительно истока $r_K = f(U_3)$ для различных типов транзисторов. Из графиков (рис. 1) видно, что минимальное значение сопротивления канала наблюдается при $U_3 = 0$. Прямое смещение затвора недопустимо из-за резкого возрастания токов затвора и возникновения вследствие этого гальванической связи между цепями сигнала и управления. При увеличении обратного напряжения на затворе сопротивление канала нелинейно возрастает.

При малых значениях $U_{3н}$ зависимость $r_K = f(U_{3н})$ (рис. 1) достаточно точно описывается функцией [2]:

$$r_K = \frac{r_0}{1 - \frac{U_3}{U_{оме}}}, \quad (1б)$$

Э.К.Туфлин

Исследование статических характеристик аналогового ключа на полевом транзисторе

Развитие современной микроэлектроники характеризуется быстрым увеличением количества новых активных элементов. К числу таких элементов, имеющих большое будущее, относятся полевые транзисторы. Появление этого нового класса приборов уже на первых порах позволило значительно улучшить электрические характеристики аналоговых усилительных схем (входное сопротивление, коэффициент шума и др.). Дальнейшее совершенствование этих приборов еще более расширило сферу их применения и позволило успешно использовать их в качестве ключей в коммутаторах аналоговых сигналов [1].

Полевой транзистор в качестве аналогового ключа по сравнению с биполярным обладает следующими преимуществами:

- практическое отсутствие остаточного напряжения на открытом транзисторе позволяет коммутировать сигналы малого уровня (0-100 мВ);
- хорошая гальваническая развязка источника входных сигналов от цепи управления, в связи с этим отпадает необходимость в применении трансформаторов или емкостей в цепи схемы управления;
- высокие пробивные напряжения позволяют коммутировать сигналы высокого уровня (десятки вольт).

Использование полевых транзисторов в качестве ключевых элементов коммутаторов в составе гибридной интегральной схемы обеспечивает высокую степень интеграции микросхем.

где $U_{отс}$ — напряжение отсечки транзистора.

Если $U_3 \leq 0,1 U_{отс}$, то значение g_k отличается от g_0 не более чем на 10%. Следовательно, для обеспечения постоянства коэффициента передачи ключа необходимо поддерживать значение

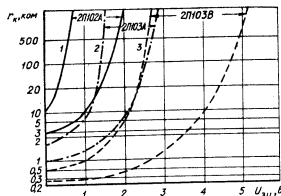


Рис. 1. Области значений $g_k = f(U_3)$ для 20 образцов транзисторов 2П102А, 2П103А, 2П103В каждого типа

$U_3 \approx 0$ во всем диапазоне входного сигнала. Это обуславливает определенную специфику схем управления аналогового ключа на полевом транзисторе с управляющим р-п-переходом [2].

Под динамическим сопротивлением открытого транзистора (g_0) понимается минимальное значение сопротивления канала, определяемое выражением (1) при $U_3 = 0$. Это сопротивление может быть найдено по стоковой характеристике транзистора как тангенс угла наклона касательной к кривой $I_c = f(U_c)$ при $U_3 = 0$ в точке $U_c = 0$.

Значение g_0 , определенное по усредненным стоковым характеристикам, приведенным в технических условиях, составляет: для транзисторов типа 2П103А — 4 ком; 2П102Д — 1 ком; 2П103А — 1,8 ком; 2П103В — 0,8 ком и для 2П103Д — 0,5 ком. Значение g_0 возрастает с ростом температуры. Величина температурного дрейфа, определенная по изменению усредненных стоковых характеристик,

тик в диапазоне температур $-60^\circ + 85^\circ\text{C}$, составляет: для транзисторов типа 2П102 — 20 ± 50 ом/ $^\circ\text{C}$; 2П103 — 2 ± 5 ом/ $^\circ\text{град}$, причем меньшее значение дрейфа соответствует транзисторам с меньшим g_0 .

Если значение коммутируемого тока (I_k) удовлетворяет условию:

$$I_k \leq \frac{0,1 U_{отс}}{g_0}, \quad (2)$$

а значение U_3 поддерживается равным нулю в диапазоне входных напряжений, то изменением g_0 можно пренебречь.

Под динамическим сопротивлением закрытого транзистора (g_3) понимается максимальное значение сопротивления канала, определяемое выражением (1) при $U_3 \approx U_{зоп}$. Его значение характеризует наклон стоковой характеристики при запирающих напряжениях на затворе. Значение этого параметра для исследованных транзисторов не менее $4 \cdot 10^8$ ом.

Следует иметь в виду, что статическое значение сопротивления закрытого транзистора (R_3) зависит от напряжения на переходах исток-затвор и сток-затвор.

Ток стока закрытого транзистора ($I_{3,зан}$) определяется значением тока, обусловленного проводимостью закрытого канала и значением тока обратно смещенного р-п-перехода затвор-сток ($I_{3с}$):

$$I_{3,зан} = \frac{U_{cu}}{R_3} + I_{3с}, \quad (3)$$

где U_{cu} — разность напряжений между электродами сток-исток закрытого транзистора.

В справочных данных на транзисторы приводятся только значения тока затвора $I_{3(cu)}$ при объединенных стоке и истоке. Для расчета ключевых схем необходимо знание стоковой и истоковой составляющей тока затвора. Когда транзистор закрыт ($U_3 \approx U_{зоп}$), можно считать, что

$$I_3 \approx I_{3u} + I_{3с}, \quad (4)$$

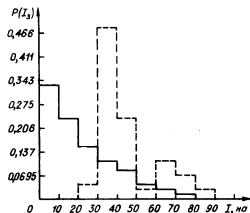


Рис.2. Распределение $P(I_{3c})$ и $P(I_{3u})$ для транзистора 2П102 при температуре $+70^\circ\text{C}$ и напряжении на затворе $+10\text{ В}$:
 ---- I_{3c} ; — I_{3u}

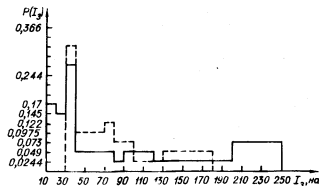


Рис.3. Распределение $P(I_{3c})$ и $P(I_{3u})$ для транзистора 2П103В при температуре $+70^\circ\text{C}$ и напряжении на затворе $+10\text{ В}$:
 ---- I_{3c} ; — I_{3u}

где I_{3u} и I_{3c} — токи в цепи затвор-исток и затвор-сток соответственно.

С целью определения значения указанных составляющих тока затвора проводились исследования на партии транзисторов типа 2П102 и 2П103. Результаты исследований приведены на рис. 2 и 3 в виде гистограммы распределения этих токов. Для транзисторов 2П102 эти составляющие почти равны между собой, а для транзисторов 2П103 — меньшее значение имеет стоковая составляющая. Зависимость стоковой составляющей от напряжения на затворе $I_{3c} = f(U_{3c})$ для указанных транзисторов показана на рис. 4. Как видно из этого графика, ток I_{3c} представляет собой довольно сложную функцию напряжения на затворе и возрастает с его ростом.

Для точного расчета значения тока I_{3c} в диапазоне температур необходимо выделить три его составляющие: ток утечки (I_{χ}), ток термогенерации (I_{τ}) и тепловой ток (I_{θ}). Последний может быть определен измерением тока I_{3c} при небольших напряжениях на затворе ($2+3\text{ В}$), при которых величина тока утечки и термогенерации незначительна, либо путем экстраполяции наклонного участка характеристики $I_{3c} = f(U_{3c})$ прямой линией до пересечения с осью ординат, где значения токов I_{χ} и I_{τ} равны нулю.

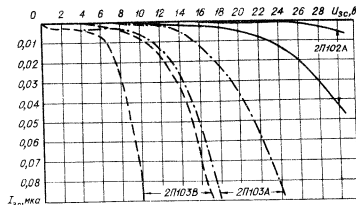


Рис.4. Области значений $I_{3c} = f(U_{3c})$ для 20 образцов транзисторов 2П102А, 2П103А, 2П103В каждого типа

Поскольку зависимость тока I_y от $U_{зс}$ линейна, а зависимость тока I_T от напряжения определяется как $I_T \sim \sqrt{U_{зс}}$ [3], то скорость нарастания I_T на начальном участке (до 3-5 в) незначительна, и наклон экстраполированной прямой на этом участке характеристики будет в основном определять значение сопротивления утечки обратно смещенного перехода сток-затвор (r_y). Зная значение тока $I_{зс}$ и значение двух его составляющих I_y и I_0 , можно определить значение третьей его составляющей

$$I_T = I_{зс} - I_0 - \frac{U_{зс}}{r_y}. \quad (5)$$

Зависимость тока утечки от температуры сравнительно слабая, поэтому рост тока $I_{зс}$ при повышении температуры в основном обусловлен двумя остальными составляющими (I_0 и I_T). Зная зависимость этих токов от температуры [3], можно определить величину тока $I_{с.зат}$ при максимальной температуре (T_{max}) по формуле:

$$I_{с.зат}^{max} \approx \frac{U_{сш}^{max}}{r_3} + \frac{U_{зс}^{max}}{r_y} + I_{ТН} e^{0,07(T_{max}-20)} + I_{ОН} e^{0,15(T_{max}-20)}, \quad (6)$$

где $I_{ТН}$ и $I_{ОН}$ — начальные значения тока термогенерации и теплового тока, измеренные при нормальной температуре ($T = 20 \pm 5^\circ$).

Напряжение запирания ($U_{зат}$) характеризует величину напряжения на затворе, когда канал полностью перекрыт. Приводимая в справочных данных величина напряжения отсечки $U_{отс}$ не может быть выбрана в качестве напряжения запирания транзистора в режиме ключа, так как значение $U_{отс}$ является весьма условной величиной, соответствующей напряжению U_3 , при котором ток стока уменьшается до определенного уровня. Для большинства транзисторов этот уровень принят 10 мкА [4]. Такое значение тока явно недопустимо для закрытого аналогового ключа, поскольку

оно находится на уровне рабочих токов открытого транзистора. Непосредственное измерение $U_{зат}$ довольно затруднительно, так как необходимо фиксировать изменения весьма слабых токов. Для определения $U_{зат}$ можно воспользоваться аналитическим расчетом. Сток-затворная характеристика полевого транзистора достаточно точно аппроксимируется квадратичной функцией

$$I_c = \frac{I_{0,нас}}{U_{зат}^2} (U_3 - U_{зат})^2 \quad (7)$$

где $I_{0,нас}$ — значение тока стока при $U_{зат} = 0$;

$U_{зат}$ — напряжение $U_{зат}$, когда $I_c = 0$;

I_c и U_3 — текущие значения тока стока и напряжения на затворе.

Необходимо отметить, что уравнение (7) является хорошим приближением для сток-затворной характеристики любого транзистора (независимо от технологии), причем степень приближения тем выше, чем тоньше канал (то есть, чем меньше напряжение отсечки) [5].

Из уравнения (7) при известных значениях $I_{0,нас}$, напряжения отсечки ($U_3 = U_{отс}$) и соответствующего этому напряжению тока отсечки ($I_c = I_{отс}$) можно определить напряжение запирания транзистора:

$$U_{зат} = \frac{U_{отс}}{1 - \sqrt{\frac{I_{отс}}{I_{0,нас}}}}. \quad (8)$$

Параметры $U_{отс}$, $I_{0,нас}$, $I_{отс}$ указываются в справочных данных на прибор. Учитывая разброс приведенных выше параметров от прибора к прибору и температурный дрейф напряжения отсечки ($U_{отс}$ дрейфа), напряжение на затворе для полного запирания транзистора можно выбрать из условия:

$$U_{30n} = \frac{U_{отс, max} + U_{отс, др}}{1 - \sqrt{\frac{I_{отс}}{I_{с, нас, min}}}}$$

(9)

Среднее значение дрейфа напряжения отсечки для полевых транзисторов составляет 2-3 мВ/град. Напряжение заклинивания, рассчитанное по формуле (9) без учета температурного дрейфа, составляет: для транзисторов типа 2Н102А - 2,9 в; 2Н102Д - 10,7 в; 2Н103А - 2,6 в; 2Н103В - 4,4 в; 2Н103Д - 7,4 в. Верхний предел напряжения U_{30n} определяется максимально допустимым напряжением на затворе.

Допустимое напряжение на затворе транзисторного ключа ($U_{3, доп}$) определяет входной диапазон коммутируемого сигнала. Это напряжение определяется как напряжение затвор-сток ($U_{зс}$), при котором ток $I_{зс}$ достигает максимально допустимого значения $I_{зс, доп}$. Значение $I_{зс, доп}$ выбирается исходя из необходимой точности коммутации при заданном числе каналов и номиналов сопротивлений датчиков. Поскольку в коммутаторе напряжение на стоке запертых транзисторов (при объединенных стоках) отличается от напряжения на истоке (выходе) открытого транзистора лишь на незначительную величину падения напряжения на открытом транзисторе, то для запертого транзистора напряжение на затворе должно удовлетворять следующему условию:

$$U_{30n} \leq U_{30} \leq U_{3, доп}. \quad (10)$$

Граничные значения напряжения U_{30} в выражении (10) определяют максимальное значение амплитуды коммутируемого сигнала:

$$U_{8х, max} \leq U_{3, доп} - U_{30n}. \quad (11)$$

Следовательно, чем меньше U_{30n} и больше $U_{3, доп}$, тем шире диапазон коммутируемых напряжений.

Если значение напряжения между затвором и стоком (или истоком) превышает указанное в паспорте напряжение пробоя, происходит пробой р-п-перехода полевого транзистора. Этот пробой имеет обратимый характер, если не превышена допустимая мощность рассеивания в приборе. После пробоя, в нормальном рабочем режиме, транзисторы 2Н102 и 2Н103 восстанавливают свою работоспособность [4].

Чтобы определить необходимость защиты ключа от кратковременных электрических перегрузок, которая, как правило, ухудшает параметры аналогового ключа, необходимо знать предельно допустимые значения напряжений на электродах транзистора, превышение которых может вызвать катастрофический отказ. Учитывая изложенное выше, напряжение необратимого пробоя можно определить по формуле:

$$U_{н.пр} = \frac{P_{max}}{|I_{з}|_{max} + |I_{с}|_{max}}, \quad (12)$$

где P_{max} - допустимая мощность рассеивания в приборе (для транзисторов 2Н102, 2Н103 она составляет 60 мВт [4]);

$I_{з, max}$ и $I_{с, max}$ - максимально возможные токи в цепи затвора и стока соответственно, определяемые схемой аналогового ключа.

Рассмотренные выше статистические ключевые параметры полевых транзисторов являются случайными величинами. В таблице приведены статистические числовые характеристики основных ключевых параметров, определенные по результатам исследований партий из 100 шт. образцов каждого типа (где σ - среднеквадратичное отклонение величины, а m - ее среднеарифметическое значение).

Сравнение экспериментальных данных (см. таблицу) с приведенными в статье расчетными дает хорошее совпадение результатов. При этом экспериментальные оценки параметров меньше расчетных, так как последние определены по наихудшим предельным значениям параметров, приводимых в технических условиях на полевые

Ключевые параметры полевых транзисторов и их статистические характеристики

Тип прибора	$r_g \cdot 10^3, \text{ом}$		$\frac{\Delta I_D}{\Delta T}$	$r_g \cdot 10^8, \text{ом}$	$r_g \cdot 10^8, \text{ом}$	$I_{3c} \cdot 10^{-9}, \text{а}$ при $U_{3c} = 10\text{В}$		$I_0 \cdot 10^{-9}, \text{а}$		$I_T \cdot 10^{-9}, \text{а}$ при $U_{3c} = 10\text{В}$		$U_{3c \text{ доп}}, \text{В}$ при $I_{3c} = 10 \text{ма}$	
	м	б				м	б	м	б	м	б	м	б
2П102А	4,6	1,52	20			1	1,3	-				2,2	0,67
2П103А	1,3	0,23	3	4	1,66	6,17	8,4	0,43	1,05	5,0	8,25	1,3	0,56
2П103В	0,39	0,045	2			21,3	16,7	1,24	0,8	19,3	16,6	2,2	0,46
												10,5	2,4

транзисторы. Это обеспечивает определенный технологический запас при определении суммарной погрешности коммутатора.

Выводы

Значение погрешности, вносимой измерительным ключом, будет тем меньше, чем меньше значение параметров r_g и I_{3c} . Анализ графиков (см. рис. 4 и таблицу) показывает, что эти требования находятся в противоречии с исследованными типами транзисторов. Транзисторы, имеющие малые r_g , имеют большие токи I_{3c} при одинаковом напряжении U_{3c} и меньшие значения $U_{3c \text{ доп}}$. Компромиссным решением в данном случае является выбор типа транзистора со средним значением этих параметров.

Приведенные в работе результаты исследования ключевых характеристик полевых транзисторов типа 2П102 и 2П103, методики и расчетные формулы определения ключевых параметров позволяют разработчику определить возможность использования их в конкретных схемах аналоговых ключей. Однако непосредственное измерение ключевых параметров и указание их в паспортных данных на полевые приборы позволит значительно повысить качество и надежность разрабатываемых схем аналоговых ключей на полевых транзисторах. Необходимо также отметить, что требования, предъявляемые к полевому транзистору, как элементу усилительной схемы, часто вступают в противоречие с требованиями, предъявляемыми к транзистору, работающему в режиме аналогового ключа. Это обуславливает необходимость разработки специальных полевых приборов для аналоговых ключей [6].

Литература

1. Голбенк, Проссер. Модульные аналоговые переключатели. - "Электроника", 1964, № 32.
2. Шипли М. Полевые транзисторы в аналоговых переключательных схемах. - "Электроника", 1964, № 32.
3. Степаненко М.И. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., Изд-во "Энергия", 1967.

4. Вальков А.А., Топчилов Н.А., Колосовский А.В. Кремниевые полевые транзисторы типов 2П102 и КП102 (ТН-1). Лекция I. Новосибирск, ЦНТИ, 1969.

5. Севин Л. Полевые транзисторы. М., Изд-во "Сов.радио", 1968.

6. Специализированные аналоговые ключи. Проспект фирмы Siliconix Inc, США, 1966.

СОДЕРЖАНИЕ

В.Ф.Тотменин. Аналоговый ключ на полевых транзисторах	3
В.К.Туфлин. Исследование статических характеристик аналогового ключа на полевом транзисторе	14

Ответственный за выпуск Н.А.Топчилов
Редактор Г.А.Кабакова
Технический редактор Л.П.Минеева
Корректор Э.М.Ершкова

МН 02777. Подписано к печати 13/XII-71г. Формат 60х84/16.
Печ.л. 1,75. Уч.-изд.л. 1,4. Заказ 1417. Тираж 3000. Цена
10 коп. 1971 г.

Цена 10 коп