

# Анализ работы выходного MOSFET-каскада УМЗЧ

Александр Тищенко (Москва)

**В статье методом математического моделирования ищется оценка нелинейных искажений и демпинг-фактора двухтактных выходных каскадов УМЗЧ для различных типов мощных полевых транзисторов.**

Связан ли однозначно коэффициент нелинейных искажений усилителя с качеством его звучания? В общем случае нет, это скажет любой специалист по звукотехнике. Причин «отсутствия звука» может быть много, обычно они связаны с ошибками в конструкции усилителя, но их анализ не является предметом данной статьи. Мы займёмся математическим моделированием работы выходного каскада на полевых транзисторах (MOSFET), не имея возможности оценить его «на слух». Сразу оговорюсь: модель не учитывает зависимость тока стока от напряжения на нём, частотные свойства транзисторов и эффект тепловой конверсии.

Поставим себе непростую задачу: в нашем усилителе не будет отрицательной обратной связи (ООС), с помощью которой разработчики уменьшают коэффициент общих гармонических искажений (THD) и увеличивают демпинг-фактор (DF). За и против ООС сломано немало перьев, и мне не хочется здесь вступать в полемику с её защитниками.

Скажу лишь, что с моей точки зрения неправилен сам принцип ООС: сперва сделать плохо, а потом исправлять. Логично сразу формировать на нагрузке высококачественный сигнал, тогда и ООС можно отсечь бритвой Оккама как лишнюю сущность<sup>1</sup>.

Будем исходить из следующих положений:

- чем THD меньше, тем лучше. Зададимся целью достичь значения THD не более 0,1% (-60 дБ) для сигналов с максимальным уровнем (40 В), а для сигналов с уровнем -10 дБ от максимального (14 В) добиться THD не более 0,01% (-80 дБ);
- чем DF выше, тем лучше. Установим минимальное значение DF = 30 дБ.

Интерес к MOSFET как к активным приборам выходного каскада УМЗЧ возник в 70-е годы прошлого столетия в связи с разработкой мощных латеральных (боковых) транзисторов. Наиболее распространенными в те годы были транзисторы 2SK135, 2SJ39 фирмы Hitachi. Современным аналогом этой легендарной пары являются транзисторы 2SK1058 и

2SJ162. Кроме них в рассмотрение попали комплементарные звуковые транзисторы и других фирм – см. таблицу. Исключением в этой таблице являются импульсные транзисторы IRFP240 и IRFP9240. Производитель не позиционирует их как комплементарные звуковые, однако есть сведения об их успешном использовании в выходных каскадах УМЗЧ с ООС.

Исходной для расчётов является передаточная характеристика – зависимость тока стока полевых транзисторов от напряжения на затворе. Теоретически эта зависимость должна быть квадратичной, но на практике оказывается, что это далеко не так. Попытки аппроксимировать передаточную характеристику квадратичной функцией не дают приемлемого по точности результата.

Не вдаваясь в теорию работы MOSFET и не заботясь о размерности и физическом смысле коэффициентов, представим зависимость тока стока  $I$  от напряжения затвор-исток  $U_g$  в виде функции:

$$I = A (U_g - U_0)^B,$$

где:  $U_0$  – пороговое напряжение,  $A$  и  $B$  – расчётные коэффициенты.

Оказывается, такое представление передаточной функции позволяет получить довольно точное соответствие расчётных кривых графикам передаточных характеристик, приводимым производителями транзисторов. Результаты расчётов коэффициентов аппроксимации для нескольких типов транзисторов приведены в таблице. Наиболее доступными на российском рынке являются транзисторы фирм Hitachi, Toshiba и IR, поэтому дальнейшие расчёты проводятся именно для них.

Нелинейные искажения и демпинг-фактор выходного MOSFET-каскада рассчитываются для схемы ком-

## Коэффициенты передаточных характеристик MOSFET

Тип	Производитель	Канал	A	B	U0
EC-10N	Exicon	N	0,962	1,402	0,621
EC-10P	Exicon	P	0,55	1,579	0,379
2SK1529	Toshiba	N	3,264	1,598	2,204
2SJ200	Toshiba	P	3,162	1,609	2,202
BUZ900P	Magnatec	N	0,522	1,552	0,037
BUZ905P	Magnatec	P	0,331	1,696	0,033
2SK1058	Hitachi	N	0,329	1,654	0,035
2SJ162	Hitachi	P	0,368	1,481	0,067
IRFP240	IR	N	0,969	2,857	3,607
IRFP9240	IR	P	2,937	1,667	3,679

<sup>1</sup> У Оккама: *entia non sunt multiplicanda praeter necessitatem*. В дословном переводе: сущностей не следует умножать сверх необходимости. Бритва Оккама – это принцип отбора гипотез и решений, согласно которому нет нужды использовать более сложные построения, пока не исчерпаны простые.

плементарного истокового повторителя (КИП), приведённой на рис. 1. Для расчётов важны коэффициенты А и В характеристик транзисторов, а пороговым напряжением U0 в дальнейшем можно пренебречь.

Источник Ui генерирует синусоидальное входное напряжение КИП. Источники Ub1 и Ub2 задают на затворах начальное напряжение смещения, обеспечивающее ток покоя каскада Ib:

$$U_b = \left( \frac{I_b}{NA} \right)^{\frac{1}{B}} + \frac{I_b \cdot R_s}{N}$$

где: N – число транзисторов в плече; Rs – сопротивление резисторов в истоках.

Источники Um обеспечивают питание КИП, его нагрузкой является резистор Rl. Число транзисторов в плече N можно менять, при этом в истоке каждого транзистора остаётся резистор Rs, а суммарный ток покоя каскада Ib остаётся неизменным.

Входной сигнал Ui генерируется в виде 16 отсчётов одного периода синусоиды, его амплитуда меняется от 1 до Um. Выходное напряжение каскада Uo для каждого отсчёта входного напряжения Ui находится в результате решения нелинейной системы уравнений:

$$\begin{aligned} U_i + U_{b1} - U_{g1} - R_s \cdot I_1(U_{g1}) &= U_o \\ U_i - U_{b2} + U_{g2} + R_s \cdot I_2(U_{g2}) &= U_o \\ (I_1(U_{g1}) - I_2(U_{g2}))R_l \cdot N &= U_o \end{aligned}$$

где: Ug1, Ug2 – напряжения затвористок транзисторов соответственно с N- и P-каналом; I1(Ug1), I2(Ug2) – токи стоков транзисторов соответственно с N- и P-каналом.

Для полученных отсчётов периода выходного сигнала выполняется БПФ, а затем находятся коэффициент общих гармонических искажений и относительные уровни гармоник сигнала. Кроме того, отнеся выходной сигнал к разности входного и выходного сигналов, получаем демпинг-фактор. Все расчётные величины пересчитываются в децибелы и заносятся в двумерный массив Si,U, где:

- i = 0 – строка значений DF;
- i = 1 – строка значений THD;
- i = 2...8 – относительные значения 2...8 гармоник сигнала соответственно;
- U – амплитуда входного сигнала в вольтах.

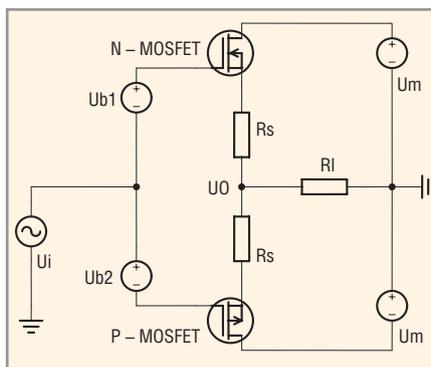


Рис. 1. Схема включения мощных MOSFET в выходном каскаде УМЗЧ

Для удобства восприятия полученные результаты можно вывести в виде графика. Зададимся сопротивлением нагрузки Rl = 8 Ом и приступим к расчётам. Желающие могут взять на сайте журнала написанные для Mathcad программы Approx и Distortion и не только повторить приводимые в статье расчёты, но и просчитать с их помощью свои варианты.

### Транзисторы 2SK1058 и 2SJ162

Добиться необходимого значения THD = -60 дБ для КИП на этих транзисторах удастся при токе покоя Ib = 1,4 А и N = 4 (рис. 2).

Как видно из рис. 2, основной вклад в THD практически во всём диапазоне выходного напряжения вносит 2-я гармоника сигнала. Как известно, чётные гармоники возникают из-за неидентичности транзисторов с P- и N-каналом. Логично попробовать скомпенсировать неидентичность транзисторов истоковыми резисторами Rs, но в данном случае это не даёт никакого положительного результата, наоборот, искажения только растут. В этом режиме достигается DF = 30,8 дБ.

Можно попробовать снизить ток покоя каскада до 1 А, а снижение THD «купить» увеличением числа транзисторов в плече до N = 6 (рис. 3). Результат THD = -61 дБ, DF = 32 дБ вполне приемлемый. Дальнейшее снижение тока покоя приводит к угрожающему росту 5-й гармоники при больших уровнях сигнала. В обоих вариантах включения не удастся достичь уровня THD = -80 дБ для сигнала амплитудой 14 В.

### Транзисторы 2SK1529 и 2SJ200

Уровень THD = -65 дБ, недостижимый для 12 транзисторов от Hitachi,

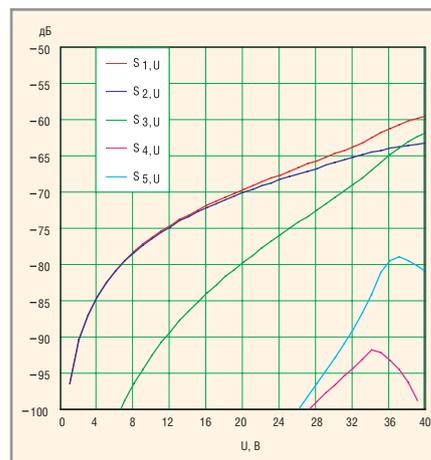


Рис. 2. Нелинейные искажения КИП на транзисторах 2SK1058 и 2SJ162 (N = 4, Ib = 1,4 А)

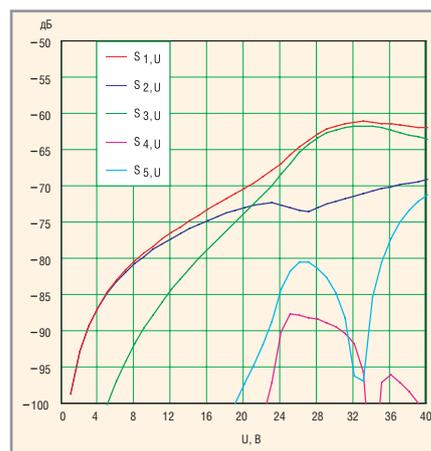


Рис. 3. Нелинейные искажения КИП на транзисторах 2SK1058 и 2SJ162 (N = 6, Ib = 1 А)

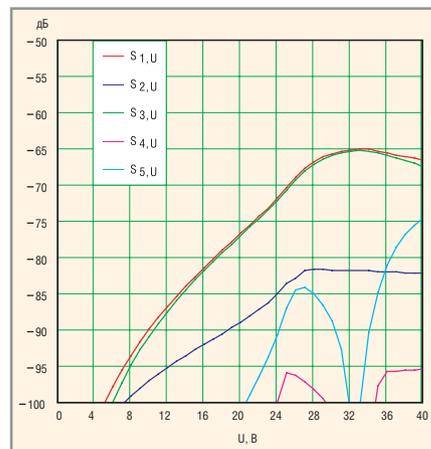


Рис. 4. Нелинейные искажения КИП на транзисторах 2SK1529 и 2SJ200 (N = 1, Ib = 1 А)

оказался по плечу двум транзисторам от Toshiba при том же токе покоя, – сравните рис. 3 и 4. Характерно, что в данном случае основной вклад в THD вносит 3-я гармоника, поскольку транзисторы с P- и N-каналами идентичны. В этом режиме получаем D = 34 дБ, а для сигнала амплитудой 14 В получаем THD = -84 дБ. В случае N = 4 при том же токе покоя

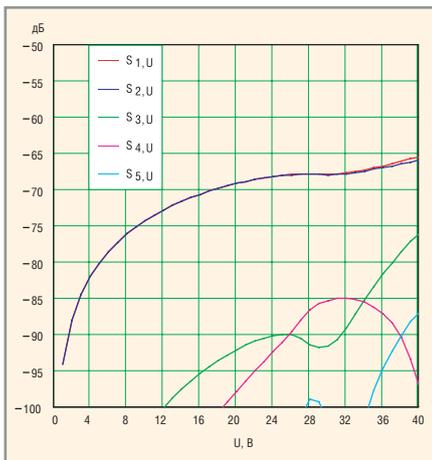


Рис. 5. Нелинейные искажения КИП на транзисторах IRFP240 и IRFP9240 (N = 1, Ib = 1 А)

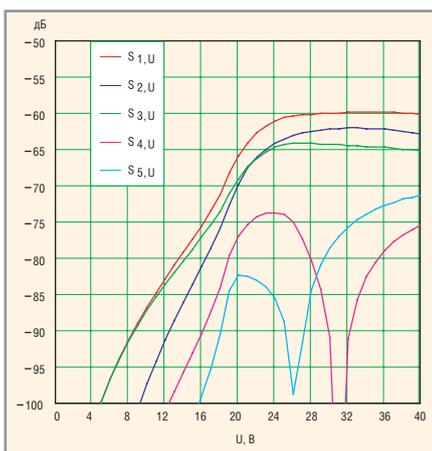


Рис. 6. Нелинейные искажения каскада на транзисторах IRFP240 и IRFP9240 (N = 4, Ib = 1 А, Rs = 0,33 Ом)

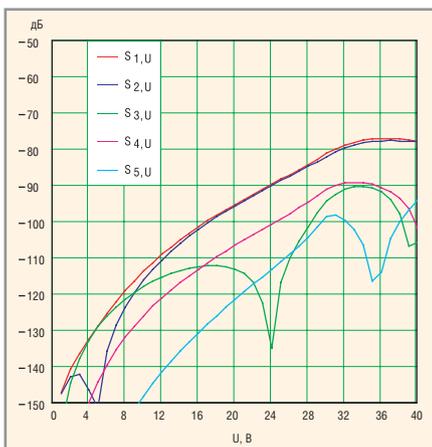


Рис. 7. Нелинейные искажения КИП на транзисторах IRFP240 и IRFP9240 (N = 2, Ib = 1,22 А)

получим максимальное значение THD = -72 дБ и DF = 42 дБ. Графики для этого варианта приводить не буду: вид кривых остаётся практически неизменным, они просто «сползают» вниз на 7...8 дБ. Введение истоковых резисторов не уменьшает, а только увеличивает THD.

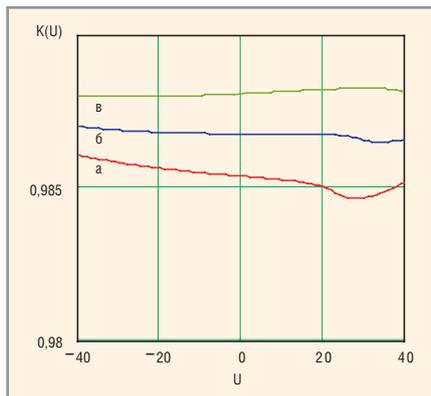


Рис. 8. Коэффициент передачи КИП на транзисторах IRFP240 и IRFP9240 (N = 2) при различных токах покоя:

(а) 1 А, (б) 1,22 А, (в) 1,5 А

### Транзисторы IRFP240 и IRFP9240

Эти транзисторы не являются «звукowymi», они предназначены для работы в ключевом режиме в схемах импульсных силовых устройств. Тем не менее, есть сведения о том, что эти транзисторы успешно используются для замены выходных биполярных транзисторов при апгрейде серийных УМЗЧ различных фирм. Они широко распространены и недороги – эти обстоятельства также в пользу того, чтобы исследовать особенности их использования в выходных каскадах УМЗЧ. Первое «включение»: повторяем условия предыдущего эксперимента и получаем максимальное значение THD = -65 дБ, DF = 33 дБ (рис. 5). Как и следовало ожидать, THD формируется 2-й гармоникой сигнала, причём в области малых уровней сигнала искажения выше, чем у других транзисторов. Введение истоковых резисторов Rs в этом режиме работы приводит только к росту THD.

Увеличение числа транзисторов в плече до N = 4 снижает THD на 4...7 дБ, демпинг-фактор вырастает до DF = 39 дБ. В этом режиме введение истоковых резисторов номиналом 0,33 Ом позволяет симметризовать каскад, «укротить» 2-ю гармонику и существенно снизить THD в области малых сигналов. Удаётся достичь THD = -80 дБ для сигнала амплитудой 14 В (рис. 6). Как и следовало ожидать, демпинг-фактор каскада немного уменьшается: DF = 36 дБ.

Тот факт, что при большом и при малом токе покоя транзисторов реакция КИП на введение истоковых резисторов различна, наталкивает на

мысль найти ток, при котором свойства каскада претерпевают изменения. Оказалось, что для пары IRFP240 и IRFP9240 существует «волшебная» точка при токе примерно 0,61 А, в которой THD каскада резко падает (см. рис. 7).

Бесполезно искать эту точку у других пар транзисторов: её там нет. Появление этой точки обусловлено уникальным значением  $V = 2,857$  у транзистора IRFP240 (см табл. 1), а точнее, сочетанием  $V < 2$  у одного транзистора пары и  $V > 2$  у другого. Оказывается, в этом случае график коэффициента передачи каскада меняет наклон в зависимости от изменения тока покоя и при определённом его значении может оставаться постоянным вблизи нуля, как показано на рис. 86. Именно в этом режиме и происходит значительное снижение искажений.

Я не случайно сравниваю показатели степени характеристик транзисторов с их теоретическим значением, равным 2. Дело в том, что КИП с такими гипотетическими транзисторами работает ... без искажений вообще! Правда, до выходного тока, равного учетверённому току покоя. Вот случай пожалеть о расхождении теории и практики!

### Подведём итоги

Как и предполагалось, низкие искажения выходного MOSFET-каскада достигаются не только увеличением тока покоя, но в ряде случаев и параллельным включением нескольких транзисторов. Параллелировать «звукoвые» полевые транзисторы нужно без истоковых резисторов, последние только увеличивают искажения и снижают демпинг-фактор.

Искажения, вносимые транзисторами 2SK1058 и 2SJ162 от Hitachi, определяются в основном 2-й гармоникой сигнала. Строго говоря, эта пара не позволяет добиться малых искажений для сигналов ниже 14 В, но вторая гармоника, по мнению многих слушателей, не является неприятной и вносит в звук теплоту. Я этот вариант опробовал на практике, мне звук понравился.

Пальма первенства достаётся транзисторам 2SK1529 и 2SJ200 от Toshiba. Они идентичны, поэтому основной вклад в искажения сигнала вносит 3-я гармоника. КИП на этих транзисторах имеет не только наи-

меньшие искажения, но и наивысший демпинг-фактор.

Применение импульсных транзисторов IRFP240 и IRFP9240 от IR в выходном каскаде УМЗЧ возможно, но имеет некоторые особенности. Эти транзисторы необходимо использовать при небольшом токе покоя, для чего включать по несколько штук параллельно, причём обязательно с истоковыми резисторами. Если эти требования выполнены, то каскад может показать вполне приличные результаты.

Расчёты показывают резкое снижение искажений для этой пары транзисторов при определённом токе покоя. Можно, конечно, пробовать работать в этой точке, но возникает не только задача попасть в узкую область оптимального тока, но и поддерживать работу в ней при прогреве транзисторов. Вопрос о том, куда будет смещаться эта точка при повышении температуры, да и сохранится ли она вообще, не исследовался.

В целом результат исследований утешительный: вполне достижимы

вносимые выходным MOSFET-каскадом искажения 0,01% для сигналов с амплитудой до 14 В и 0,1% для пиковых сигналов с амплитудой до 40 В. Демпинг-фактор может превышать 100. Это означает, что аудиофильные УМЗЧ без обратной связи уже сегодня могут быть реализованы без особых технических ухищрений. Остаётся только ждать появления MOSFET со строго квадратичной характеристикой, после чего задача создания УМЗЧ без искажений станет просто скучной. ©

## Новости мира News of the World Новости мира

### Новый алгоритм сжатия для HDTV

Лос-Аламосская национальная лаборатория при Департаменте энергетики США разработала алгоритм, позволяющий сжимать телевизионный сигнал высокого разрешения (HDTV) в обычный телевизионный вещательный канал стандартной шириной 6 МГц.

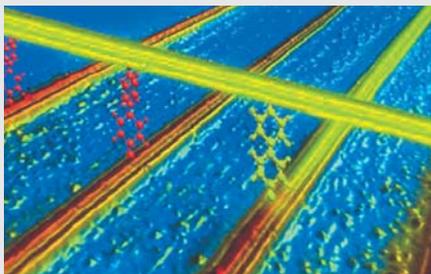
Общераспространённый аналоговый телевизор может принимать стандартные телевизионные каналы, а при подключении к нему цифровой декодирующей приставки появится возможность просматривать принимаемый HDTV-сигнал на дисплеях с разрешением 1280 x 720 пикселей и прогрессивной разверткой.

Представители лаборатории сравнили новую технологию с тем, как в своё время передачи цветного телевидения были адаптированы для приёма в старых чёрно-белых диапазонах. Применяемый в настоящее время метод сжатия HDTV несовместим с современными телевизорами, поскольку изображение сжимается и конвертируется в специальный формат, который на обычном телевизоре выглядит «белым шумом».

<http://www.ci.ru/>

### Новая технология производства компьютерных микросхем

В соответствии с эмпирическим законом Мура, количество элементов в компьютерных микросхемах, а следовательно, и их быстродействие, возрастает в два раза примерно каждые полтора-два года. Однако, по мнению ряда ученых, без внедрения принципиально новых технологий данный закон уже в следующем десятилетии может потерять актуальность из-за физических ограничений. В компании Hewlett-Packard утверждают, что разработали методику изготовления микросхем,



Нанопереклюатели для микросхем следующего поколения

которая позволит продлить действие закона Мура по крайней мере на 50 лет.

Суть новой технологии сводится к следующему. Вместо транзисторов исследователи HP предлагают использовать так называемые «защёлки», состоящие из трёх нанопроводников и двух молекулярных переключателей. Два из этих проводников расположены параллельно друг другу и размещены над третьим под прямым углом (см. рисунок). При этом молекулярные переключатели служат для соединения нанопроводников друг с другом. Причём переключатели всегда находятся в различных состояниях: один из них открыт, а другой – закрыт, или наоборот. Эти комбинации и соответствуют логическим 0 и 1.

По словам учёных, технология теоретически позволит создавать сверхбыстродействующие микросхемы для компьютеров следующего поколения. Другим достоинством методики является относительно низкая себестоимость производства чипов, для изготовления которых предполагается применять систему, напоминающую струйную печать.

Примечательно, что патент на предложенную технологию был получен компанией Hewlett-Packard ещё в 2003 году, однако доказать жизнеспособность методики исследователям удалось только сейчас. Планируется, что первые гибридные

микросхемы, содержащие и транзисторы, и «нанозащёлки», появятся на рынке в первой половине следующего десятилетия. Изготавливаться такие чипы будут, предположительно, по 32-нанометровой технологии. Коммерциализация новой методики намечена на 2020-е гг., сообщает CNET News.

<http://science.compulenta.ru/>

### Разработан 5-дюймовый квадратный массив СИД мощностью 1,4 кВт/28 клм

В феврале компания Lamina Ceramics of Westhampton (Нью-Джерси, США) объявила о создании массива белых СИД, яркость которого в 14 раз превосходит яркость прежде демонстрировавшегося массива белых СИД. Новый твердотельный прибор обладает яркостью 28 клм, имеет форму квадрата со стороной 5 дюймов и мощность 1,4 кВт. Объявление о создании нового прибора сделано спустя всего три месяца после того, как был анонсирован предыдущий RGB-осветитель. Новый массив содержит 1120 СИД и имеет исправленную цветовую температуру 5500°K.

[www.compoundsemi.com/news](http://www.compoundsemi.com/news)

### IXYS предлагает драйверы маломощных белых СИД

Компания IXYS (Санта-Клара, Калифорния, США) начала производство драйвера белых СИД, предназначенного для использования в переносной аппаратуре с батарейным низковольтным питанием. МХ841 был разработан специально для того, чтобы включать до 3 белых СИД последовательно при напряжении питания от 1,1 В. Выходная мощность драйвера позволяет использовать в приборах более 20 последовательно/параллельно включенных белых СИД при питании 5 В.

[www.compoundsemi.com/news](http://www.compoundsemi.com/news)