

VMOSFET-транзисторы как усилитель коротковолнового передатчика

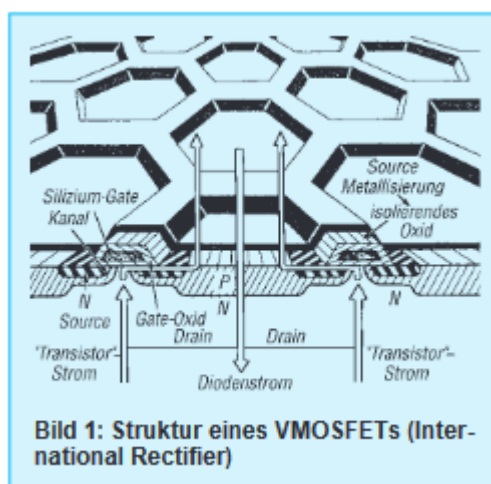
МАРТИН ШТАЙЕР — DK7ZB

На самом деле удивительно, что VMOSFET в качестве КВ усилителей мощности почти не нашли своего места в немецкой радиолюбительской литературе. Поэтому здесь приведены некоторые примечания об особых свойствах этих компонентов и их схемотехнике, а также представлены два варианта схемных решений, которые можно легко повторить.

Справочник радиолюбителя ARRL от 1980 года [1], например, показывает, что VMOSFET нашли свое место в наборах «сделай сам» (DIY) в США, где инструкции по сборке CW QRP передатчиков появились вскоре после выхода VMOSFET на рынок.

Характеристики

В настоящее время существует большое количество типов VMOSFET от разных производителей. Прежде чем экспериментировать с ними, следует узнать больше об их положительных и отрицательных характеристиках. Принцип построения МОП-транзисторов предполагается известным. Ток электронов через полупроводниковый кристалл протекает по сужению (каналу), проводимость которого регулируется чисто электрически, происходит электростатически через электрод затвора (gate). Затвор изолирован от реального кристалла чрезвычайно тонким слоем оксида металла. В n-канальном типе ток электронов течет от истока (source) к соединению стока (drain). На рис. 1 из [2] подробно показана структура такого полупроводникового компонента.



При нулевом напряжении на затворе имеется лишь практически ничтожный остаточный ток в нано амперном диапазоне, т.е. канал исток/сток полностью закрыт. От положительного напряжения смещения около 3,3v канал открывается, и в зависимости от типа, сопротивление канала во включенном состоянии ($R_{DS\ on}$) падает до нескольких Ом или долей Ома. Полевые МОП-транзисторы VMOSFET могут выдерживать токи от 1,5A до 100+A при напряжении исток/сток до 1000 В.

Это действительно удивительные устройства, которые широко используются в качестве чрезвычайно быстрых переключателей в промышленной и бытовой электронике. Из-за шестиугольной формы, напоминающей соты, структура слоев затвора, эти полевые транзисторы

также называются HEXFET (зарегистрированная торговая марка лидера рынка International Rectifier). Термин VMOSFET происходит от того факта, что при такой структуре ток течет вертикально через полупроводниковый чип. Поскольку выходной ток регулируется входным напряжением, как в электронной лампе, а не током, как в биполярных транзисторах, в лампах (по крайней мере, на низких частотах), это приводит к невозможности управления выходным током. В отличие от ламп, где ток сетки течет, когда напряжение сетки положительно, на затворе VMOSFET транзистора этот эффект не возникает.

Отсюда следует, что положительное смещение для линейной работы может быть создано самым простым способом. Из-за чрезвычайно высокого входного сопротивления усиление по мощности теоретически бесконечно, но на практике оно, по крайней мере, очень велико по сравнению с биполярными транзисторами. Еще одной приятной особенностью VMOSFET является отсутствие вторичного пробоя. Термического разгона и связанного с ним саморазрушения, которые экспериментаторы с обычными, биполярными транзисторами знают по многострадальному опыту, у VMOSFET транзисторов не существует.

Теперь об отрицательных моментах:

- из-за чрезвычайно тонкого слоя изоляции под затвором статические заряды могут привести к пробоем канала затвора;
- во время установки должны соблюдаться те же меры предосторожности, которые обычно известны для компонентов, чувствительных к статическому электричеству, таких как КМОП-ИС или маломощные полевые МОП-транзисторы.

Ограничения

Электрод затвора транзистора - чрезвычайно тонкий слой оксида металла - канал формирует значительную входную емкость и еще большую выходную емкость. Это одна из причин, по которой высокоимпедансное ВЧ-возбуждение на затворе практически невозможно. Во-вторых, несмотря на надежность канала исток/сток, на затворах стандартных типов могут лежать только напряжения максимум $\pm 20\text{V}$ по сравнению с истоком. Поэтому наличие колебательных контуров на затворе противопоказано, резонансные пики могут привести к фатально высоким напряжениям затвора. Точно так же классическая схема усилителя мощности ВЧ не может быть реализована в режиме С, так как для этого также потребуются очень высокие управляющие напряжения. Единственным исключением являются QRP передатчики с выходной мощностью до 5 Вт.

Описанных проблем можно избежать с помощью пассивного управления с низким импедансом. Однако тогда рабочая точка должна находиться в диапазоне В или АВ классов, что является определенным недостатком для применения в передатчиках с CW или FM модуляций из-за более низкой эффективности. Поэтому важными параметрами являются динамическое внутреннее сопротивление $R_{DS\ on}$, входная емкость C_{iss} , выходная емкость C_{oss} и, конечно же, допустимые токи и напряжения на канале исток/сток. В таблице 1 приведены наиболее важные данные некоторых тестируемых типов VMOSFET транзисторов для сравнения. Тот факт, что емкости непропорционально увеличиваются с увеличением мощности, связан с тем, что при производстве внутренне большие сотовые поверхности просто соединяются параллельно. Однако это только увеличивает потери мощности в ограниченной степени (непропорционально). Вывод такой, что несколько типов VMOSFET транзисторов более слабой мощности, лучше подключать параллельно. Это также возможно без каких-либо проблем, так как вариации производства минимальны. Это связано с тем, что производители также допускают параллельные цепи без токобалансирующих

резисторов и т.п. Предпосылкой для параллельного подключения более подходят VMOSFET Транзисторы из одной производственной партии.

Tabelle 1: Kenngrößen einiger für Sendeverstärker geeignete VMOSFETs

Typ	U_{\max} [V]	I_{Dauer} [A]	I_{imp} [A]	N_{verl} [w]	C_{cin} [pF]	C_{aus} [pF]	$R_{\text{DS on}}$ [Ω]
IRF-510	100	4,0	20	43	180	81	0,54
IRF-530	100	10	56	88	670	250	0,16
IRF-620	200	3,3	18	50	260	100	0,8
IRF-710	400	1,2	6	36	170	30	3,6

Время переключения VMOSFET транзистора находится в диапазоне нескольких наносекунд, таким образом, применение в радиолюбительской практике возможно только для высокочастотного усиления сигнала в коротковолновом диапазоне. При сравнении разных типов VMOSFET транзисторов следует учитывать, что большинство производителей указывают ток для температуры кристалла 25°C. Понятно, что это привлекательная величина, но совершенно нереальная на практике. При 100 °C допустимый ток на 30–40 % ниже.

Схемотехника

Для выходных ВЧ каскадов усилителей возможны несимметричные и двухтактные схемы, причем двухтактные варианты имеют более широкий диапазон используемых частот. Наши собственные опыты показали, что при простейшей схеме можно добиться неплохого усиления мощности до 15-метрового диапазона; для диапазонов выше, требуются более сложные схемы, которые подходят только для однодиапазонного применения.

Тот факт, что по причинам, изложенным выше, возможно только пассивное управление с низким импедансом, не является проблемой, так как возможны значительные выходные мощности в режиме АВ и В с несколькими вольтами ВЧ напряжения на затворе, т. е. минимальной мощностью возбуждения. В этом отношении вам необходимо настроиться на рабочую точку класса В для работы в чисто телеграфном или FM-диапазоне. Хотя это приводит к более низкой степени эффективности, но также генерирует значительно меньше гармоник, так что на практике двухкомпонентный фильтр нижних частот на выходе обычно обеспечивает достаточное подавление гармоник. Для SSB требуется рабочая точка класса АВ, токи покоя можно легко регулировать с помощью Z-диода (стабилитрона) и делителя напряжения. Связь между рабочим напряжением и выходной мощностью выявляется простым соображением, если предположить, что рабочее напряжение равно 12 В, то в идеале положительная полуволна будет генерировать именно такое пиковое напряжение ВЧ на нагрузочном резисторе. По известной формуле

$$P_{\text{out}} = \frac{U_B^2}{2R}$$

отсюда следует, что для данного рабочего напряжения, только сопротивление нагрузки определяет, насколько высока эффективная ВЧ-мощность, которая может быть излучаема. Это также объясняет, почему так сложно генерировать большую мощность при питании схемы равным 12v. Например, при ВЧ мощности 100w, это сопротивление нагрузки составляет всего 0,7 Ом.

Конечно, и с VMOSFET транзисторами нужно следить за тем, чтобы напряжение, ток и потери мощности оставались в пределах допустимых предельных данных (плюс определенная степень безопасности). На практике оказались полезными следующие значения:

- Рабочее напряжение U_B должно составлять максимум 40 % от допустимого напряжения исток/сток. Если пиковый ток не превышает допустимый непрерывный ток, транзистор всегда в безопасности.
- Излучаемая ВЧ-мощность должна находиться не более чем в диапазоне рассеиваемой мощности VMOSFET транзистора, чтобы быть на безопасном уровне примерно на 30–50 % ниже. Это означает, что пределы рабочих параметров определены до одной точки. Во избежание опасных пиков напряжения, возникающих в случае плохого контакта антенного реле или неправильной нагрузки.
- Обеспечьте Z-диоды в последовательном соединении, чтобы ограничить пики напряжения стока. Их общее Z-напряжение должно составлять около 90% от максимального напряжения исток/сток. С МОП-транзисторами на 100v, например, 90v можно обеспечить тремя Z-диодами на 30v.
- Два Z-диода (каждый на 18v), соединенные последовательно с «землей», могут обеспечить дополнительную защиту от чрезмерных пиков напряжения на затворе. В случае линейной работы это может привести к значительным искажениям. По этой причине лучше уделить больше внимания уровням входного сигнала.
- В несимметричной схеме мощность драйвера передается через понижающий трансформатор 4:1 (несимметричный/несимметричный), в результате чего на стороне затвора имеется сопротивление (исток) 12,5 Ом. Параллельно ему подключается сопротивление частичной нагрузки от 18 до 22 Ом. Это означает, что при мощности возбуждения от 1 до 3 Вт на 50 Ом напряжение на затворе не может быть слишком большим.

Однотактный выходной каскад

В зависимости от выходной мощности, напряжения стока и типа VMOSFET легко наматываемые выходные трансформаторы с коэффициентами передачи 1:1 (50 Ом, полезно только в исключительных случаях), 1:4 (нагрузка 12,5 Ом) и 1:9 (нагрузка 5,5 Ом). В нижних частотных диапазонах полезная выходная мощность находится в пределах диапазона теоретической максимальной мощности. В таблице 2 приведены измеренные значения для сравнения.

Tabelle 2: Beispiele für mit VMOSFETs erzielbare Ausgangsleistungen

Konfiguration	80 m	40 m	30 m	20 m	17 m	15 m	12 m	10 m
1 × IRF-510, Transformator 1:9, $U_B = 24 \text{ V}$	45 W	40 W	35 W	26 W	24 W	22 W	20 W	20 W
1 × IRF-530, Transformator 1:4, $U_B = 35 \text{ V}$	50 W	48 W	46 W	44 W	38 W	35 W	33 W	30 W
2 × IRF-510 im Gegentakt $U_B = 36 \text{ V}$	42 W	42 W	38 W	35 W	35 W	35 W	30 W	30 W

На рис. 2 показана схема для варианта с сопротивлением 12,5 Ом на стоке, схема с трансформатором 5 Ом на 50 Ом показана на рис. 5. Я уже описывал инструкцию по сборке IRF-530 и выходного трансформатора 1:4 в [4]. Там же указана простая схема реле, которая гарантирует, что реле на стороне антенны всегда замыкается первым. С этой схемой (IRF-530, однотактная, трансформаторная 1:4) я добился мощности ВЧ более 75w при омическом сопротивлении нагрузки 50 Ом в тестовом режиме с рабочим напряжением 45v на частоте 3,5 МГц. Даже если на всякий

случай довольствоваться меньшим на практике, производительность таких транзисторов проявляется как раз в этой схеме! В однополосном режиме работы возможен и Т-образный контур, который можно использовать как элемент резонансного преобразования практически для любых входных и выходных сопротивлений с двумя индуктивностями и одной емкостью (рис. 6). Формулы расчета можно найти в руководстве ARRL [1].

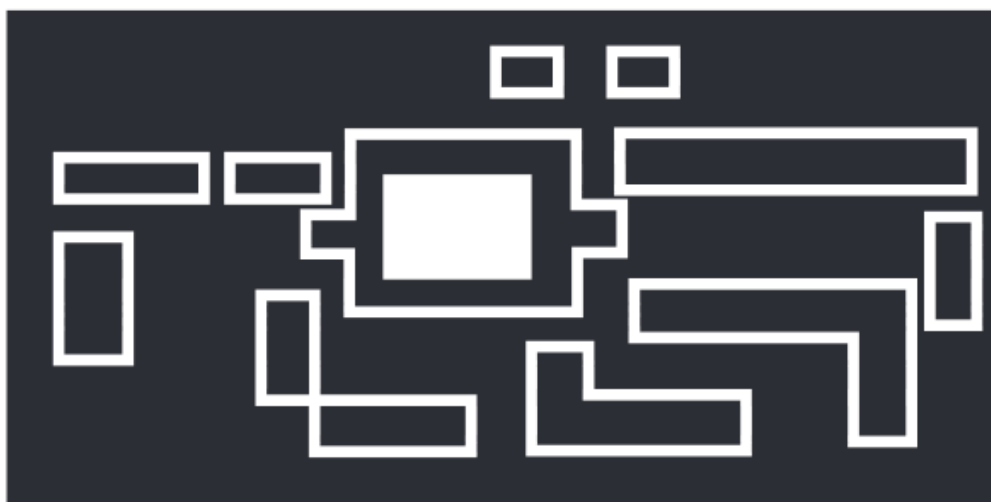
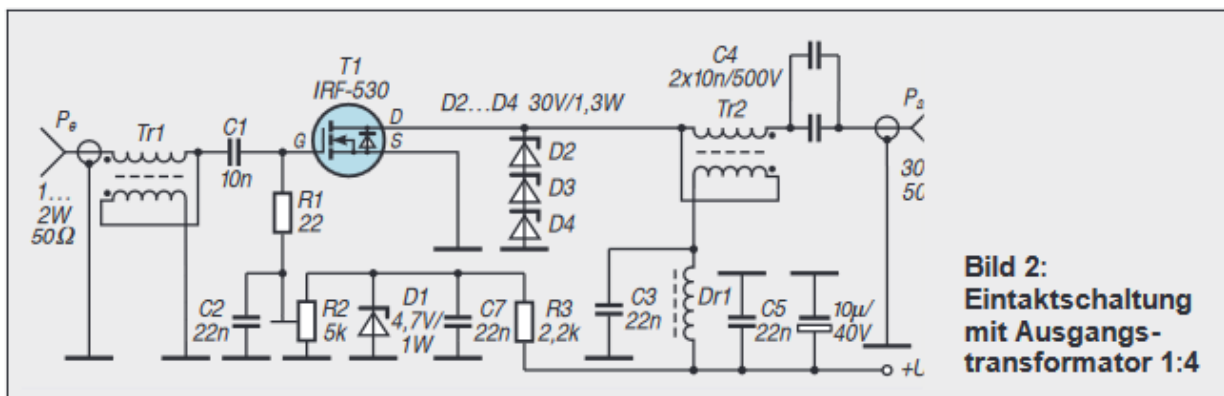
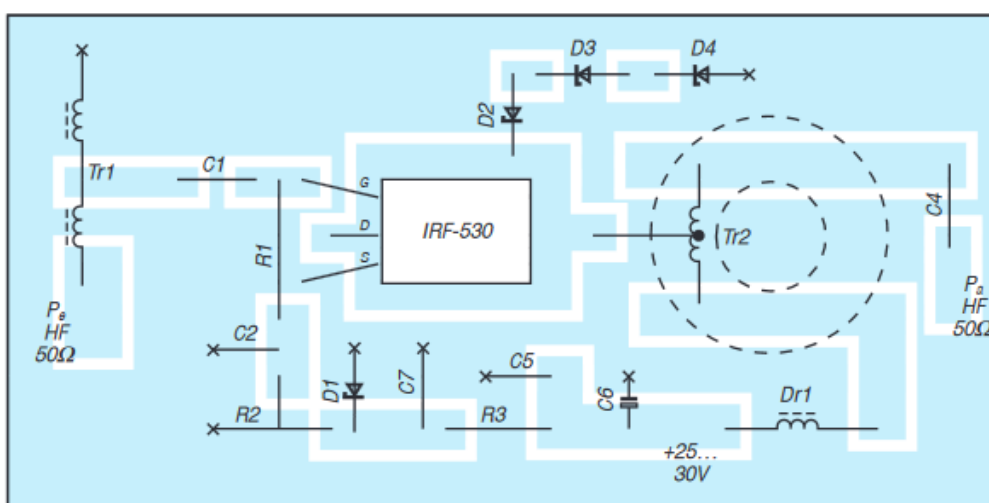
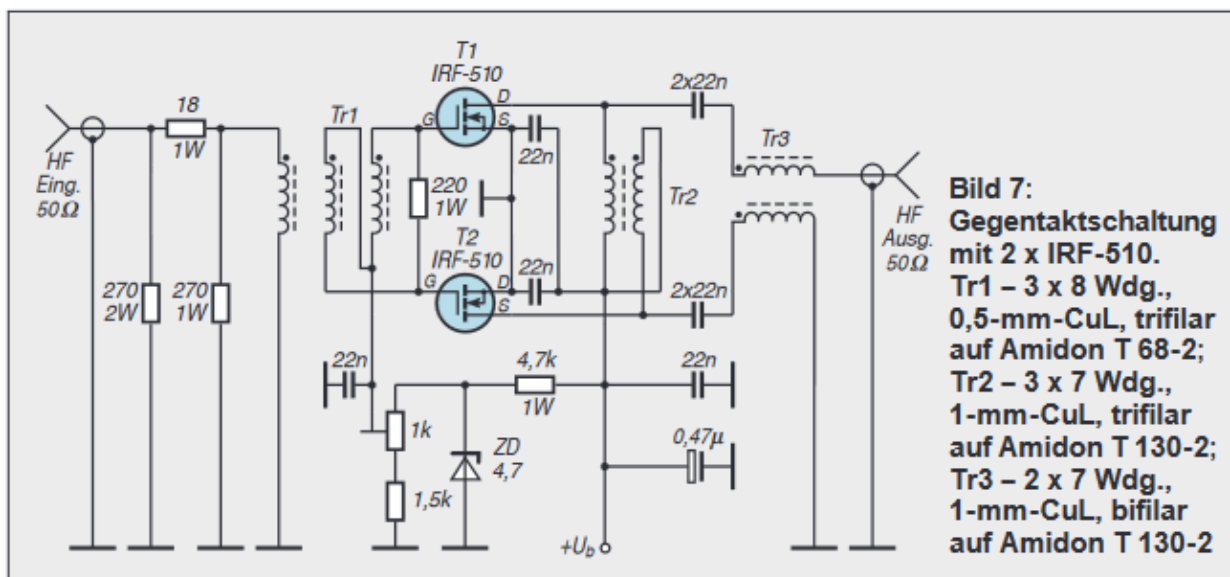
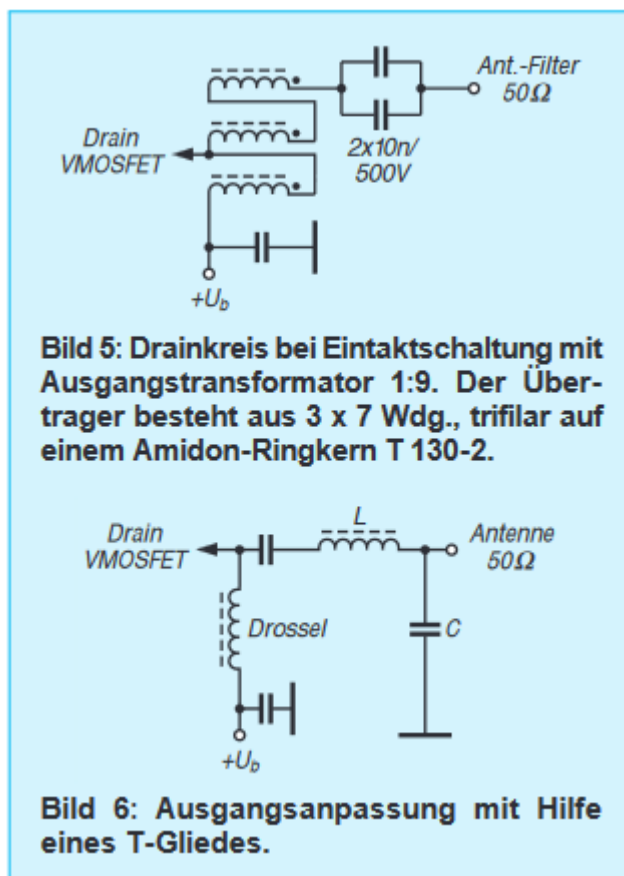


Bild 3: Leitungsführung der Platine für die Eintaktschaltung





На схеме опечатка, перепутаны буквенные обозначения выводов D и S T2

Двухтактный выходной каскад

Двухтактная схема (рисунок 7) с 2xIRF-510 несколько сложнее: с бифилярным питающим дросселем сопротивление нагрузки от стока к стоку составляет 50 Ом, но симметрично. По этой причине симметричный/несимметричный трансформатор 1:1 подключен ниже по потоку, так что для выходной цепи требуется два кольцевых сердечника. Значения, измеренные для мощности возбуждения равной 2w ВЧ, также можно найти в таблице 2. Из-за двухтактной схемы появляются

более низкие эффективные емкости VMOSFET; Используемый тип IRF-510 с более низкой производительностью также имеет более низкие входные и выходные емкости, чем IRF-530, из-за меньшего размера микросхемы. Результатом является более высокая эффективность на более высоких частотах любительских диапазонов. Атенюатор на 3 дБ, сделанный из резисторов, был подключен перед входом, чтобы улучшить согласование входа и уменьшить любую обратную связь на возбудителе. Это не является недостатком, поскольку коэффициент усиления немного выше в двухтактном режиме.

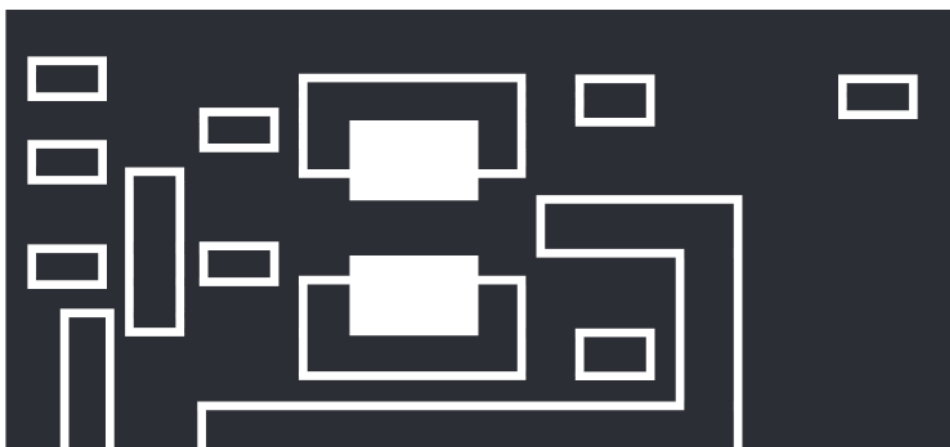


Bild 8:
Leitungsführung der Platine
für die Gegentaktschaltung

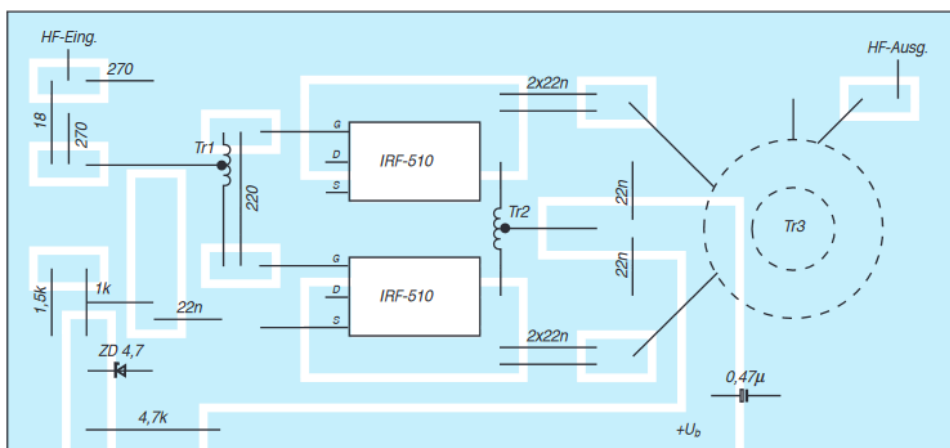


Bild 9:
Bestückungsplan
der Leiterplatte für die
Gegentaktschaltung.
Die Bestückung erfolgt
auf der Leiterseite.

Гармонический фильтр

Поскольку все варианты схем работают в широкой полосе частот, в зависимости от полосы требуются соответствующие выходные фильтры (рис. 10). Они выполнены в виде двухсекционных фильтров P_i , каждый из которых имеет две индуктивности (кольцевые сердечники Amidon, размер T50) и три конденсатора. В качестве емкости использованы керамические конденсаторы на 500 В. Фильтры рассчитаны таким образом, что необходимые емкости можно реализовать, подключив параллельно два конденсатора из ряда номиналов E12. Таблица 3 содержит значения компонентов для различных диапазонов. Фильтры размещены снаружи и можно использовать для выходной мощности до 100 Вт. Конечно, их можно использовать и для других проектов. Рекомендуется оставлять эти фильтры включенными при приеме. Это заметно улучшает динамический диапазон приемника.

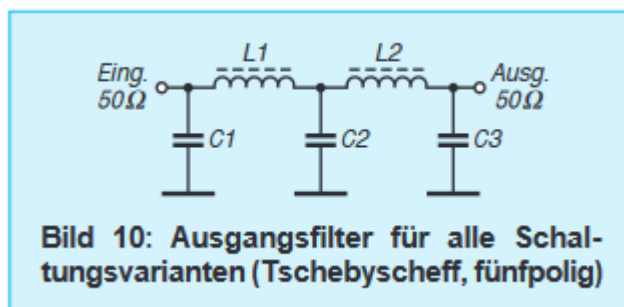


Tabelle 3: Dimensionierung eines Ausgangsfilters 50 Ω/50 Ω für max. 100 W HF

Band [m]	L_1, L_2 [Wdg.]	[mm]*	Kern	C_1, C_3 [pF]	C_2 [pF]
160	27	0,4	T 50-2	1500	3000 (2 × 1500)
80	20	0,4	T 50-2	820	1640 (2 × 820)
40	15	0,5	T 50-2	430 (330 + 100)	860 (390 + 470)
30	13	0,5	T 50-6	300 (2 × 150)	600 (270 + 330)
20	12	0,5	T 50-6	220	440 (2 × 220)
17	10	0,8	T 50-6	160 (10 + 150)	320 (100 + 220)
15	10	0,8	T 50-6	150	300 (2 × 150)
12	9	0,8	T 50-6	120	240 (2 × 120)
10	8	0,8	T 50-6	100	200 (2 × 100)

* CuL

Конструкция приведенных схем

Схемы построены на двухсторонних платах из фольгированного текстолита. Нижняя сторона остается сплошной плоскостью заземления. Компоновка состоит из простых квадратных островков пайки, на которые просто «плоско» припаяны компоненты. Методы фрезерования или скрайбирования можно использовать для создания соответствующих изолирующих разделительных линий быстрее, чем методом травления, если вы не нацелены на серийное производство. На рис. 3 показана печатная плата одноконтурного варианта, на рис. 4 — сборка. Соответственно, на рис. 8 показана компоновка двухконтурного варианта, а на рис. 9 показана его сборка. Посередине вырезается прямоугольное отверстие. Здесь полевые транзисторы VMOSFET (корпус TO-220) монтируются плоско на радиатор с использованием слюдяных шайб и термопасты.

Рекомендации по эксплуатации приведенных схем усилителей

Модули выходного каскада также могут работать при более низком рабочем напряжении, чем указано, что, конечно, снижает полезную выходную мощность. Источник напряжения не обязательно должен быть стабилизирован, тем не менее, низкое внутреннее сопротивление, в первую очередь, улучшает интермодуляционные характеристики при работе в режиме SSB. Простую схему стабилизации можно найти в [4]. Несимметричный вариант с трансформатором 1:9 особенно подходит для работы с напряжением 12v. 14w ВЧ-мощности можно добиться на диапазоне 80m, а добавить еще несколько ватт выходной мощности можно используя источник напряжения на 13,2v.

Tabelle 4: Zusammenhang zwischen U_B und $P_{HF\ out}$ beim Gegentaktverstärker

U_B [V]	30	40	50	60	80	100	120	140
P_{out} [W]	36	64	100	144	256	400	576	784

Больше вариантов

С помощью формулы, приведенной выше, легко можно определить требуемое рабочее напряжение для требуемой мощности. Основой является питающий дроссель 1:1, как и в двухтактном усилителе. Определенные потери, конечно, приходится вычитать, чтобы на практике при использовании 10% более высокое рабочее напряжение, чем указано в таблице 4, содержащей теоретические значения. Если рассчитать КПД от 60 до 70%, можно легко определить требуемые токи для полевых МОП-транзисторов и источника питания. Возможно параллельное соединение. Однако это также увеличивает входную и выходную емкости. При соответствующем выборе емкостей связи, влияющих на поведение последовательных резисторов, и отдельных омических делителей напряжения для каждого транзистора можно реализовать входное сопротивление в сумме 50 Ом при требуемой нагрузке. Такой усилитель мощности с параллельно соединенными 2×11 IRF-710 и разрешенной в Германии полной мощностью 750 Вт был описан DL9AH [5]. Однако он работает только до 14 МГц, кроме того, входные емкости больше не обеспечивают разумную эффективность. Особый интерес в этом конструктивном предложении представляет блок питания с тактовой частотой, в котором используется «схема деления напряжения пополам» для генерирования рабочего постоянного напряжения 160v (без нагрузки) непосредственно из 220v переменного тока (применен изолирующий трансформатор). Такой проект рекомендуется только для опытных радиолюбителей. Для более низкой мощности эксперименты также должны быть интересны новичкам, поскольку финансовые потери от дефектных VMOSFET минимальны.

Литература

- [1] Low Power VMOS Transmitter for 3.5 to 28 MHz, Chapter 6-35, The Radio Amateur's Handbook, 57th Edition, ARRL 1980 (USA)
- [2] HEXFET-Designer's Manual, Volume III, published by International Rectifier, El Segundo, CA 90245 (USA) 1993
- [3] The Do's and Don'ts of Using Power HEXFETs, Application Note 936A, International Rectifier, El Segundo, CA 90245 (USA) 1993
- [4] Steyer, M., DK7ZB: Linearverstärker für KW-QRP-Sender, FUNKAMATEUR 43 (1994), H. 8, S. 726
- [5] Weidemann, A., DL9AH: Transistor-Linear-PA nach DL9AH, beam 94 (1994), H. 8, 9 und 10