

МАКСИМАЛЬНАЯ МОЩНОСТЬ КОММУТИРУЕМОГО P-I-N ДИОДАМИ АНТЕННО-СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ДИАПАЗОНА ВЧ ПРИ РАССОГЛАСОВАНИИ НАГРУЗКИ

DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-10-26-32

Manuscript received 20 July 2020

Accepted 10 September 2020

Варламов Олег Витальевич,

Московский технический университет связи
и информатики, Москва, Россия,
vov@mtuci.ru

Ключевые слова: автоматический антенный тюнер,
рассогласование антенны, диапазон ВЧ, р-і-п диод,
максимальная мощность, схема управления

P-i-n диоды, как инерционные нелинейные элементы, широко используются в приемопередающем оборудовании различных диапазонов частот в качестве ограничителей, аттенуаторов и фазовращателей. Также с их помощью возможна реализация двухсторонних переключаемых элементов, применяемых, в том числе, в коммутаторах и автоматических антенно-согласующих устройствах ВЧ диапазона. В литературных источниках отмечается, что р-і-п диодные коммутаторы в ВЧ диапазоне способны переключать мощность до 2 кВт. При этом подразумевается только задача переключения субоктавных диапазонных полосовых фильтров передатчика при работе на идеально согласованную нагрузку в 50-ти Ом-ном тракте. Рассмотрены особенности работы р-і-п диодов в диапазоне ВЧ и определены предельные значения коммутируемой мощности в зависимости от параметров прибора и сопротивления нагрузки. Приведены примеры схемотехнической реализации действующих схем управления. Проведенный на примере наиболее известных образцов анализ максимальной мощности коммутируемого р-і-п диодами автоматического антенно-согласующего устройства диапазона ВЧ при рассогласовании нагрузки показал, что в случае согласованной нагрузки они могут использоваться до уровней мощности, практически равных 2 кВт. При сильном рассогласовании нагрузки, наблюдающемся в большинстве практических случаев, особенно при использовании средств связи на мобильных объектах с электрически короткими антеннами, максимальные уровни мощности снижаются до 170 Вт при работе на частотах выше 3 МГц и до 100 Вт при работе на частотах выше 1 МГц.

Информация об авторе:

Варламов Олег Витальевич, д.т.н., профессор, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия
<http://orcid.org/0000-0002-3996-9156>

Для цитирования:

Варламов О.В. Максимальная мощность коммутируемого р-і-п диодами антенно-согласующего устройства диапазона ВЧ при рассогласовании нагрузки // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Том 14. №10. С. 26-32.

For citation:

Varlamov O.V. (2020) Maximum power of the HF antenna tuner switched by PIN diodes at load mismatch. T-Comm, vol. 14, no.10, pp. 26-32. (in Russian)

Введение

Коротковолновые линии радиосвязи в последние годы благодаря бурному развитию цифровых технологий продолжают активно использоваться в местах с отсутствующей телекоммуникационной инфраструктурой и областях чрезвычайных ситуаций. Применение цифровых видов связи с помехоустойчивым кодированием и автоматической сменой рабочих частот позволили перевести КВ радиосвязь из разряда "искусства", доступного лишь квалифицированным операторам, практически в разряд "бытовой техники". Данное пользовательское преимущество существенно повысило требования к приемопередатчикам, которые в условиях "неквалифицированной" эксплуатации должны самостоятельно настраивать практически случайную антенну в широком диапазоне частот [1, 2].

Задачи согласования антенны до требуемого передатчика [3,4,5,6] сопротивления нагрузки, возникают и во многих других приложениях, таких как цифровое радиовещание [7,8,9], сети сотовой связи и интернета вещей [10,11,12] и т.д. Решается эта задача с помощью автоматического антенно-согласующего устройства (АНСУ). В исторической перспективе АНСУ в общем случае состояло из набора переменных конденсаторов и катушек индуктивности (вариометров), перестраиваемых с помощью электроприводов. Повышение требований к скорости перестройки привело к использованию дискретного набора элементов, переключаемых с помощью электромеханических реле, надежность которых невысока, или с помощью полупроводниковых коммутаторов.

Реализация твердотельных двухсторонних ключевых элементов может быть выполнена различными способами: с помощью транзисторных ключей на биполярных или полевых транзисторах, с помощью р-і-п диодов [13], дефензоров [14] и т.д. Основным требованием, предъявляемым к двухсторонним ключевым элементам, является малое сопротивление вносимых потерь при высоком уровне коммутируемой мощности (сотни Вт – единицы кВт). В диапазоне СВЧ лучшими характеристиками по этому критерию обладают р-і-п диоды.

Р-і-п диоды широко используются в радиопередатчиках и радиоприемных устройствах от диапазона высоких частот до микроволнового диапазона. С их помощью реализуются аттенуаторы, фазовращатели и двухполюсные переключатели. Применение р-і-п диодов, являющихся коммутационными элементами диапазона СВЧ, в диапазоне высоких частот накладывает определенные ограничения как на величину максимального коммутируемого тока, так и на амплитуду управляющих сигналов. Кроме того, из принципа действия АНСУ и антенных коммутаторов вытекают дополнительные требования к двухсторонним ключам, такие как малое время переключения и необходимость развязки близких по спектру сигналов управления и рабочей частоты.

Ниже рассматриваются проблемы применения р-і-п диодных коммутаторов в АНСУ в диапазоне ВЧ, определяют требования к их характеристикам, включая возможность работы в режиме ALE (Automatic Link Establishment в стандарте MIL-STD-188-141B), системам управления двухсторонними ключами, пути их достижения и некоторые наиболее перспективные схемотехнические решения. Проводится

анализ предельных значений коммутируемой мощности в зависимости от рассогласования антенны.

Особенности работы р-і-п диодов

Р-і-п диод – это полупроводниковое устройство, которое работает как переменный резистор от коротковолнового до микроволнового диапазонов. Значение сопротивления р-і-п диода определяется только прямым постоянным током. При реализации переключателей и аттенуаторов р-і-п диод в идеале должен управлять уровнем радиочастотного сигнала без внесения дополнительных искажений, которые могут изменить его форму. Важной дополнительной особенностью р-і-п диода является его способность управлять большими радиочастотными сигналами при использовании гораздо меньшей уровней мощности сигналов управления.

Как показано в [13], р-і-п диод представляет собой инерционный нелинейный элемент. При протекании через него прямого тока управления I_F , в нем накапливается заряд $Q = I_F \tau$, где $\tau \approx (5 \dots 25) \cdot 10^{-6}$ – время жизни носителей заряда.

При протекании через р-і-п диод высокочастотного тока, накопленный заряд Q изменяется на величину заряда, содержащегося в одном полупериоде ВЧ колебания, который должен быть меньше величины Q :

$$Q = I_F \tau - (I_{HF} / 2f),$$

где I_{HF} – действующее значение коммутируемого высокочастотного тока, которая в микроволновом диапазоне может достигать значений 20-50 Ампер и ограничивается допустимой рассеиваемой диодом мощностью потерь на сопротивлении R_S .

Сопротивление I-области, R_S , при протекании прямого тока обратно пропорционально накопленному заряду Q и может быть выражено как:

$$R_S = W^2 / Q(\mu_N + \mu_P),$$

где: W – ширина I-области; μ_N – подвижность электронов; μ_P – подвижность дырок.

В диапазоне ВЧ из-за существенно большего периода колебаний рабочей частоты действующее значение максимального коммутируемого тока уменьшается и ограничивается значением:

$$I_{HF} \leq 2I_F \tau f.$$

С другой стороны, действующее значение максимального коммутируемого тока ограничивается значением допустимой рассеиваемой диодом мощностью потерь P_D на сопротивлении R_S :

$$I_{HF} \leq \sqrt{P_D / R_S}.$$

Таким образом,

$$I_{HF} \leq \begin{cases} 2I_F \tau f \\ \sqrt{P_D / R_S} \end{cases},$$

и, с учетом максимально допустимого обратного напряжения U_R , максимальная коммутируемая мощность в тракте с сопротивлением нагрузки R_L составит:

$$P_{\max} \leq \begin{cases} R_L (2I_F \tau f)^2 \\ P_D R_L / R_S \\ U_R^2 / 2R_L \end{cases}$$

В качестве примера в таблице 1 приведены основные энергетические характеристики двух р-і-п диодов различных производителей, предназначенных для работы в диапазоне ВЧ.

Таблица 1

Примеры основных энергетических характеристик р-і-п диодов предназначенных для работы в диапазоне ВЧ

Part Number	(R _S) Series Resistance (I _F =0,1 A) Ohms	(Q) Stored Charge (I _F =0,1 A) nC	(P _D) Power Dissipation W	(U _R) Reverse Voltage @ 10 uA (V)
KA537A (Optron)	0,5	400 - 1000	20	600
UM2110D (Microsemi)	2,0	2000 - 2500	18.75	1000

Зависимость значений максимальной коммутируемой мощности от частоты для указанных в таблице 1 р-і-п диодов при стандартном сопротивлении нагрузки, равном 50 Ом, показана на рисунке 1. Как видно из рисунка 1, диод с большим значением накопленного заряда (UM2110D) позволяет коммутировать более высокую мощность на частотах ниже 2 МГц, а диод с меньшим последовательным сопротивлением потерь (KA537A) – на частотах выше 2 МГц. Уровень коммутируемой мощности может быть увеличен с помощью параллельного включения диодов.

Следует отметить, что появление в последнее десятилетие нового класса высоковольтных приборов, использующих карбид кремния (SiC), позволяет расширить их область применения в сторону высоких напряжений, но не способствует решению рассматриваемой задачи в силу большого падения напряжения на открытом диоде [20].

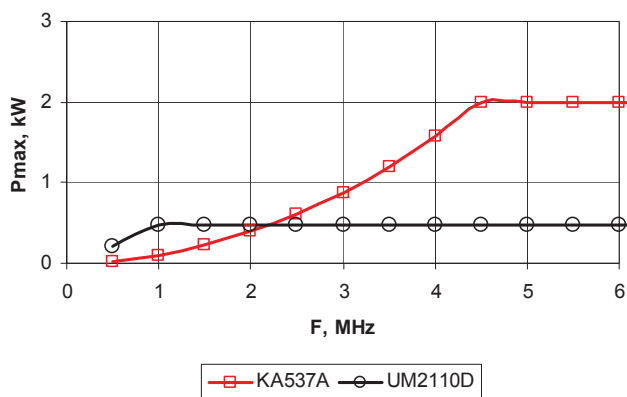


Рис. 1. Зависимости значений максимальной коммутируемой мощности от частоты при стандартном сопротивлении нагрузки, равном 50 Ом

Быстродействующие схемы управления

Время переключения р-і-п диодов зависит от величины накопленного заряда Q, которая для мощных коммутацион-

ных приборов находится в пределах от 100 до 2500 нКл, увеличиваясь с ростом коммутируемой мощности и со снижением рабочей частоты. При этом, для переключения из открытого состояния в закрытое, необходимо обеспечить рассасывание накопленного заряда. Поскольку прямое напряжение на р-і-п диоде составляет величину $U_F \approx 1$ В, то для схемы управления накопленный им заряд эквивалентен нелинейной емкости, величина которой

$$C = \Delta Q / U_F = 0,1 \dots 2,5 \mu F$$

Коммутация такой нелинейно-емкостной нагрузки с быстродействием порядка 1 мкс при обратном напряжении до 500 В с учетом необходимости обеспечения высокой энергетической эффективности представляет собой довольно сложную задачу. Действительно, поскольку время переключения в закрытое состояние

$$T = Q / I_R = I_F \tau / I_R,$$

где I_R – обратный ток, то для повышения скорости переключения необходимо увеличивать ток I_R . Чтобы избежать при этом потерь мощности, необходимо формировать схемой управления ток переключения в соответствии с рис. 2. Для формирования такого тока управления с требуемым быстродействием и высоким КПД целесообразно использовать примеры схемотехники, рассмотренные ниже.

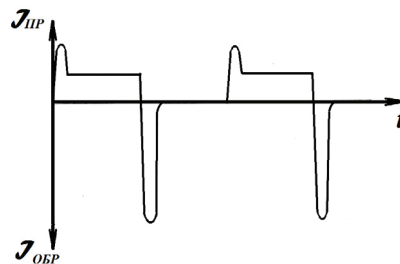


Рис. 2. Требуемая форма тока управления для переключения р-і-п диодов с высоким быстродействием

Базовые схемы управления р-і-п диодными переключателями и быстродействующая схема, обеспечивающая форсированное рассасывание накопленного заряда (Рис. 3а), приведены в [13]. В схеме Рис. 3а, импульс обратного тока формируется транзистором VT2, который открывается только на время переключения. При этом величина импульса обратного тока I_R может в несколько раз превышать прямой ток I_F , а по окончании переходного процесса потребление тока от источника обратного напряжения становится практически равным нулю.

Лучшими характеристиками обладает схема управления, предложенная автором в [16] (Рис. 3б), которая оптимизирована как с точки зрения формирования требуемого тока управления, так и с точки зрения минимальных длительностей переключения в самой схеме управления. Выходной двухтактный эмиттерный повторитель на комплементарных транзисторах VT4, VT5 позволяет коммутировать одновременно до 10 р-і-п диодов, обеспечивая время переключения не более 1 микросекунды при потребляемой мощности не более 0,2...0,3 Вт.

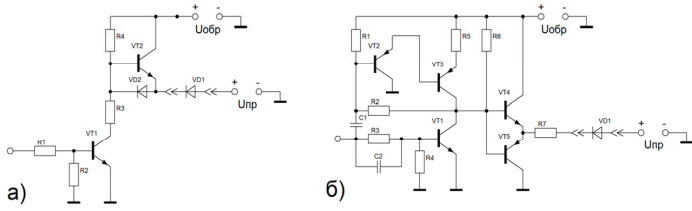


Рис. 3. Примеры быстродействующих схем управления, обеспечивающих форсированное рассасывание накопленного в р-і-п диодах заряда:
а) приведеная в [13]; б) предложенная автором в [16]

Максимальная коммутируемая мощность при рассогласовании нагрузки

Рассмотрим сначала зависимости максимальной переключаемой мощности от частоты при рассогласовании активной компоненты нагрузки. Семейства этих зависимостей приведены на рисунках 4 и 5 для рассматриваемых типов р-і-п диодов. Сопротивление нагрузки (Ом) является параметром на графиках.

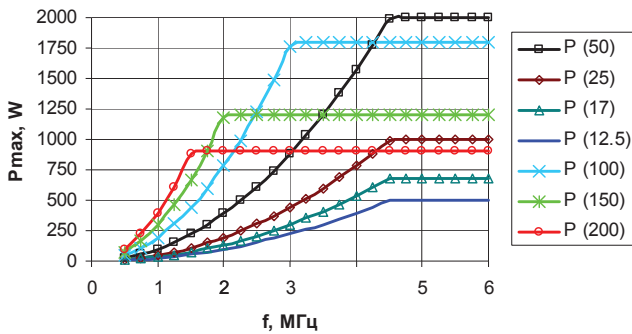


Рис. 4. Зависимости максимальной коммутируемой мощности от частоты при различных сопротивлениях нагрузки для KA537A

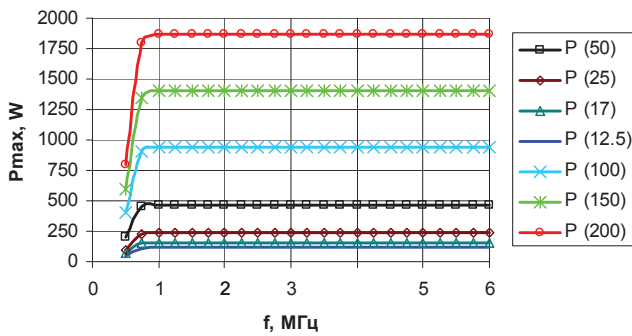


Рис. 5. Зависимости максимальной коммутируемой мощности от частоты при различных сопротивлениях нагрузки для UM2110D

Как видно из рисунков 4 и 5, самую большую мощность можно коммутировать с помощью KA537A при 50-Омной нагрузке – 2000 Вт на частотах выше 4,5 МГц. UM2110D может переключать практически такую же мощность (1875 Вт), но при высоком сопротивлении нагрузки 200 Ом и на частотах выше 1 МГц.

Встречающееся на практике комплексное рассогласование нагрузки в большинстве случаев в диапазоне ВЧ обусловлено работой на короткую ($h < 0.3\lambda$) антенну [15]. Входной импеданс электрически коротких антенн в большинстве случаев эквивалентен импедансу последовательного RLC контура. В качестве примера можно привести полученные автором в [2] значения входного импеданса для штыревой шунтовой антенны различной длины (рис. 6). Эквивалентная схема такой антенны состоит из последовательно включенных резистора (сумма сопротивление излучения и потерь в системе заземления) и входной емкости антенны, которая должна быть скомпенсирована последним индуктивным элементом АНСУ.

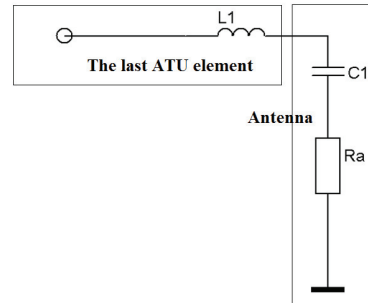
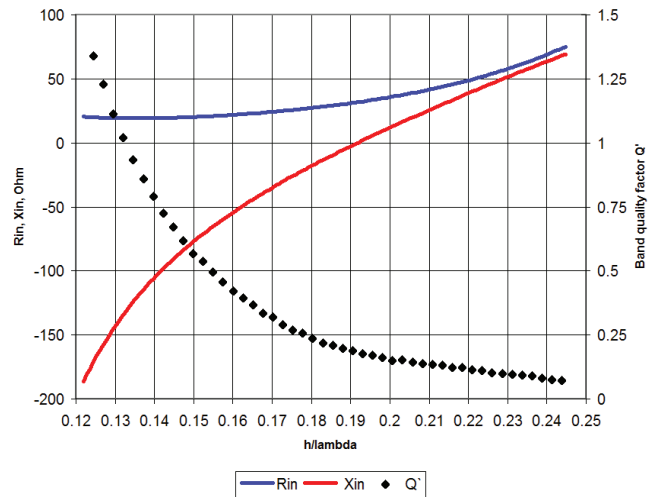


Рис. 6. Входной импеданс и рассчитанные значения полосовой добротности штыревой шунтовой антенны [2] и эквивалентная схема короткой антенны

Рассмотрим ряд примеров комплексного рассогласования антенны применительно к описанным выше условиям. Зная входной импеданс антенны (R_L, X_L), можно рассчитать коэффициент отражения:

$$\Gamma = (Z_L - Z_0) / (Z_L + Z_0)$$

и определить КСВ нагрузки:

$$VSWR = (1 + |\Gamma|) / (1 - |\Gamma|)$$

Набор значений, используемых для дальнейших расчетов, приведен в таблице 2. Следует отметить, что данные расчеты носят ознакомительный характер для выяснения тенденций доступных характеристик, а не охватывают полную группу событий по всему кругу КСВ.

Таблица 2

Набор значений, используемых для расчетов

R_L	X_L	Γ	VSWR
50	0		
37,5	-12,5	0,2	1,5
25	-	0,447214	2,6
12,5	-37,5	0,72955	6,4
10	-	0,819836	10
10	-1	0,923548	25
10	-2	0,976795	85

Результаты расчетов зависимостей максимальной переключаемой мощности от частоты для набора данных, приведенных в таблице 2, для р-і-п диодов KA537A и UM2110D приведены на рисунках 7 и 8 соответственно. Значение КСВ является параметром на графиках.

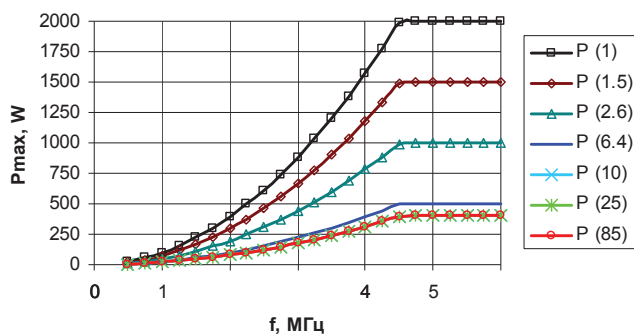


Рис. 7. Зависимости максимальной коммутируемой мощности от частоты при различном КСВ нагрузки для KA537A

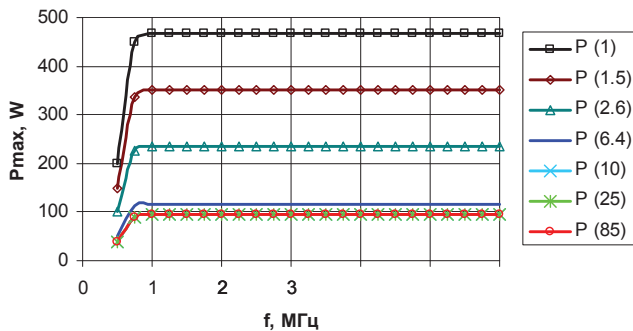


Рис. 8. Зависимости максимальной коммутируемой мощности от частоты при различном КСВ нагрузки для UM2110D

Как видно из рисунков 7 и 8, в рассмотренном наиболее часто встречающемся на практике случае, в условиях рассогласования антенны коммутируемая мощность уменьшается при возрастании КСВ. Ограничительным фактором является допустимая рассеиваемая диодом мощность потерь P_D на сопротивлении R_S .

Данное обстоятельство предполагает выбор р-і-п диодов с наименьшим значением R_S на частотах выше 3 МГц. Максимально допустимое обратное напряжение U_R не являлось ограничительным фактором в данном рассмотрении, однако

его влияние может быть заметно в цепях с более высокой добротностью и должно контролироваться при проектировании конкретных АНСУ. При отсутствии его влияния максимальная коммутируемая мощность (Вт) для коротких антенн с $R_L < 50$ Ом может быть быстро оценена как:

$$P_{max} \leq \begin{cases} 40R_L (KA537A) \\ 9.37R_L (UM2110D) \end{cases}$$

Оценка потенциально достижимого КПД

Для согласования электрически коротких антенн с 50-Омными трактами обычно применяют T-согласующую цепь, содержащую три элемента. Таким образом, минимальное количество используемых в каждый момент времени р-і-п диодов также будет равно трем. Зная последовательное сопротивление R_S , число используемых р-і-п диодов n , суммарное сопротивление потерь катушек индуктивности АНСУ $r_{L\Sigma}$ и активную часть сопротивления нагрузки R_L , можно определить КПД как:

$$\eta = R_L / (R_L + nR_S + r_{L\Sigma})$$

Зависимости оценки потенциально достижимого КПД от величины активной части сопротивления нагрузки без учета потерь в катушках индуктивности АНСУ, для рассматриваемых р-і-п диодов приведена на рис. 9.

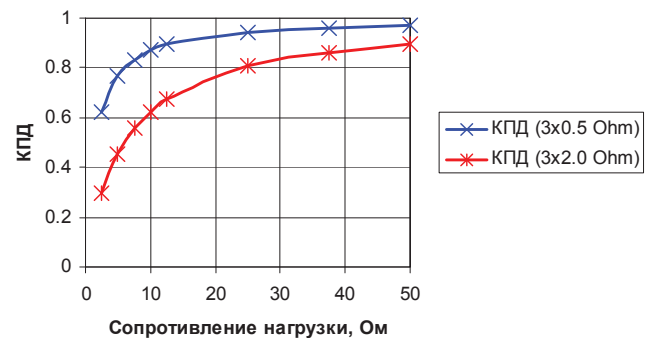


Рис. 9. Зависимости оценки потенциально достижимого КПД от величины активной части сопротивления нагрузки без учета потерь в катушках индуктивности АНСУ, для рассматриваемых р-і-п диодов

Заключение

Проведенный анализ достижимых значений мощности АНСУ, переключаемых с помощью р-і-п диодов, показал, что в случае согласованной нагрузки возможно их использование до уровней мощности, практически равных 2 кВт в диапазоне ВЧ. При сильном рассогласовании антенн, максимальные уровни мощности снижаются до 170 Вт при работе на частотах выше 3 МГц и до 100 Вт при работе на частотах выше 1 МГц.

Литература

1. *V. N. Gromorushkin, O. V. Varlamov, A. V. Dolgopyatova and A. A. Voronkov*, "Operation Problems of the EER Transmitter with Narrowband Antenna," 2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russia, 2019, pp. 1-5. DOI: 10.1109/SOSG.2019.8706736
2. *O. V. Varlamov and E. P. Stroganova*, "Frequency extension circuit for EER transmitters operating with electrically short antennas," 2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, 2018, pp. 1-5. DOI: 10.1109/SOSG.2018.8350577.
3. *Варламов О.В., Гончаров И.А., Лаврушиенков В.Г.* Мощный ВЧ цифроаналоговый преобразователь для усилителя мощности ОМ сигналов // Электросвязь. 1989. № 8. С. 54-57.
4. *Варламов О.В., Громорушкин В.Н., Козырев В.Б., Меланьин А.В.* Сложение мощностей двухтактных ключевых генераторов ПН с резистивной нагрузкой // Известия высших учебных заведений Министерства высшего и среднего специального образования СССР. Радиоэлектроника. 1989. Т. 32. № 7. С. 31-36.
5. *A. O. Bolotov, R. G. Kholuykov and O. V. Varlamov*, "EER power amplifier modulator efficiency improvement using PWM with additional sigma-delta modulation," 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Minsk, 2018, pp. 1-10.1109/SYNCHROINFO.2018.8456955
6. *O. V. Varlamov and I. V. Chugunov*, "Modeling of efficiency UHF class-D power amplifier with bandpass sigma-delta modulation," 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO), Kazan, 2017, pp. 1-3. DOI: 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997508
7. *O. V. Varlamov, V. Varlamov and A. Dolgopyatova*, "Digital Radio Broadcasting Network in the Arctic Region," 2019 24th Conference of Open Innovations Association (FRUCT), Moscow, Russia, 2019, pp. 457-462. DOI: 10.23919/FRUCT.2019.8711933
8. *O.V. Varlamov*, "Public digital broadcasting network organization in the range of long waves," Synchroinfo Journal, vol. 4, no. 6, pp. 2-5, 2018.
9. *O. V. Varlamov*, "Organization of single frequency DRM digital radio broadcasting networks. Features and results of practical tests," 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Minsk, 2018, pp. 1-8. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8456925
10. *O. V. Varlamov and V. N. Gromorushkin*, "High Efficiency Power Amplifier for IoT Applications: RF Path," 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russia, 2020, pp. 1-10.1109/IEEECONF48371.2020.9078651
11. *E. P. Stroganova and O. V. Varlamov*, "Measurement accuracy analysis for on-board measuring devices," 2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, 2018, pp. 1-4. DOI: 10.1109/SOSG.2018.8350638
12. *O. V. Varlamov and V. N. Gromorushkin*, "Class D Switching Power Amplifier with a Filter under Load Mismatch Conditions," 2020 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), Saint-Petersburg, Russia, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/WECONF48837.2020.9131508.
13. *Doherty, W.E. and Joos, R.D.*, 1998. The PIN diode circuit designers' handbook. Microsemi Corporation, 1, pp.1-137.
14. *Смолянский В.А., Смолянский П.Е.* Полупроводниковый прибор – дефензор / Авторское свидетельство SU 865080, 07.10.1987.
15. *J. Neal and D. J. Miley*, "Broadbanding of Electrically Small HF Antennas for Frequency Agile Applications by Use of PIN Diode Switched Matching Networks," MILCOM 1983 - IEEE Military Communications Conference, Washington, DC, USA, 1983, pp. 544-548, doi: 10.1109/MILCOM.1983.4794754.
16. *Варламов О.В., Гончаров И.А., Дегтев В.И., Лаврушиенков В.Г.* Транзисторный ключ / Авторское свидетельство SU 1573535 A1, 23.06.1990. Заявка № 4371279 от 28.01.1988.
17. *Варламов О.В., Варламов В.О.* Распределение максимальных уровней атмосферных радишумов в диапазонах низких частот и средних частот по территории земли // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2017. Т. 9. № 5. С. 42-51.
18. *Варламов О.В., Чугунов И.В.* Исследование энергетических характеристик цифрового усилителя мощности OFDM сигналов диапазона УВЧ с дельта-сигма модулятором // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2015. Т. 7. № 2. С. 30-33.
19. *Варламов О.В.* Радиопередатчики сложных сигналов, построенные по методу раздельного усиления. Основы теории и лабораторный практикум. Учебно-методическое пособие / Москва, 2019.
20. *F. Zhao, M. M. Islam, P. Muzykov, A. Bolotnikov and T. S. Sударshan*, "Optically Activated 4H-SiC p-i-n Diodes for High-Power Applications," in IEEE Electron Device Letters, vol. 30, no. 11, pp. 1182-1184, Nov. 2009, doi: 10.1109/LED.2009.2031419.

MAXIMUM POWER OF THE HF ANTENNA TUNER SWITCHED BY PIN DIODES AT LOAD MISMATCH

Oleg V. Varlamov, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia, vov@mtuci.ru

Abstract

PIN diodes, as inertial nonlinear elements, are widely used in transceiver equipment of various frequency ranges as limiters, attenuators and phase shifters. Also, with their help, it is possible to implement double-sided switching elements used, among other things, in switches and automatic antenna-matching devices of the HF range. Literary sources note that PIN diode switches in the HF range are capable of switching power up to 2 kW. In this case, only the task of switching the sub-octave bandpass filters of the transmitter is meant when operating at a perfectly matched load in a 50 Ohm path. The article discusses the features of the operation of PIN diodes in the HF range and determines the limiting values of the switched power depending on the parameters of the device and the load resistance. Examples of the circuit design of high-speed control circuits are given. The analysis of the maximum power of an automatic antenna-matching device of the HF range, carried out using the example of the most famous samples, with a load mismatch with PIN diodes, showed that in the case of a matched load, they can be used up to power levels practically equal to 2 kW. With a strong load mismatch, which is observed in most practical cases, especially when using communication facilities on mobile objects with electrically short antennas, the maximum power levels are reduced to 170 W when operating at frequencies above 3 MHz and to 100 W when operating at frequencies above 1 MHz.

Keywords: automatic antenna tuner, antenna mismatch, HF band, PIN diode, maximum power, switching circuit.

References

1. V. N. Gromorushkin, O. V. Varlamov, A. V. Dolgopyatova and A. A. Voronkov, "Operation Problems of the EER Transmitter with Narrowband Antenna," *2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, Moscow, Russia, 2019, pp. 1-5. DOI: 10.1109/SOSG.2019.8706736
2. O. V. Varlamov and E. P. Stroganova, "Frequency extension circuit for EER transmitters operating with electrically short antennas," *2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, Moscow, 2018, pp. 1-5. DOI: 10.1109/SOSG.2018.8350577
3. O. V. Varlamov, I. A. Goncharov, V.G Lavrushenkov, "High-power HF digital-analog converter for SSB signal power amplifiers", *Telecommunications and Radio Engineering* (English translation of *Elektrosvyaz and Radiotekhnika*), vol. 44, no. 8, pp. 49, 1989.
4. O. V. Varlamov, V. N. Gromorushkin, V. B. Kozyrev, A. V. Melan'in, "Addition of the power outputs from push-pull voltage-switching oscillators having a resistive load", *Radioelectronics and Communications Systems* (English translation of *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Radioelektronika*), vol. 32, no. 7, pp. 30, 1989.
5. A. O. Bolotov, R. G. Kholyukov and O. V. Varlamov, "EER power amplifier modulator efficiency improvement using PWM with additional sigma-delta modulation," *2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, Minsk, 2018, pp. 1-4. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8456955
6. O. V. Varlamov and I. V. Chugunov, "Modeling of efficiency UHF class-D power amplifier with bandpass sigma-delta modulation," *2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO)*, Kazan, 2017, pp. 1-3. DOI: 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997508
7. O. Varlamov, V. Varlamov and A. Dolgopyatova, "Digital Radio Broadcasting Network in the Arctic Region," *2019 24th Conference of Open Innovations Association (FRUCT)*, Moscow, Russia, 2019, pp. 457-462. DOI: 10.23919/FRUCT.2019.8711933
8. O.V. Varlamov, "Public digital broadcasting network organization in the range of long waves," *Synchroinfo Journal*, vol. 4, no. 6, pp. 2-5, 2018.
9. O. V. Varlamov, "Organization of single frequency DRM digital radio broadcasting networks. Features and results of practical tests," *2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, Minsk, 2018, pp. 1-8. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8456925
10. O. V. Varlamov and V. N. Gromorushkin, "High Efficiency Power Amplifier for IoT Applications: RF Path," *2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, Moscow, Russia, 2020, pp. 1-5, DOI: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078651
11. E. P. Stroganova and O. V. Varlamov, "Measurement accuracy analysis for on-board measuring devices," *2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, Moscow, 2018, pp. 1-4. DOI: 10.1109/SOSG.2018.8350638
12. O. V. Varlamov and V. N. Gromorushkin, "Class D Switching Power Amplifier with a Filter under Load Mismatch Conditions," *2020 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*, Saint-Petersburg, Russia, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/WECONF48837.2020.9131508.
13. Doherty, W.E. and Joos, R.D., 1998. The PIN diode circuit designers' handbook. Microsemi Corporation, 1, pp.1-137.
14. V. A. Smolyanskij, R. E. Smolyanskij, "Semiconductor device – defenzor," USSR Patent SU 865080, Oct. 07, 1987.
15. J. D. Neal and D. J. Miley, "Broadbanding of Electrically Small HF Antennas for Frequency Agile Applications by Use of PIN Diode Switched Matching Networks," *MILCOM 1983 - IEEE Military Communications Conference*, Washington, DC, USA, 1983, pp. 544-548, doi: 10.1109/MILCOM.1983.4794754.
16. O. V. Varlamov, I. A. Goncharov, V. I. Degtev, V. G. Lavrushenkov, "Transistor switch," USSR Patent SU1573535, Jun. 23, 1990.
17. O. V. Varlamov and V. O. Varlamov, "Distribution of maximum levels of atmospheric radio noise in LF and MF ranges in the territory of the Earth," *H&ES Research*, vol. 9, no. 5, pp. 42-51, 2017.
18. O. Varlamov and I. Chugunov, "Modeling of efficiency OFDM UHF digital power amplifier with delta-sigma modulator," *H&ES Research*, vol. 7, no. 2, pp. 30-33, 2015.
19. O.V. Varlamov, "Radio transmitters of complex signals, built using the EER amplification method. Fundamentals of theory and laboratory practice," Study guide, Moscow, 2019.
20. F. Zhao, M. M. Islam, P. Muzykov, A. Bolotnikov and T. S. Sudarshan, "Optically Activated 4H-SiC p-i-n Diodes for High-Power Applications," in *IEEE Electron Device Letters*, vol. 30, no. 11, pp. 1182-1184, Nov. 2009, doi: 10.1109/LED.2009.2031419.

Information about author:

Oleg V. Varlamov, Doctor of Science, Prof., Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia
<http://orcid.org/0000-0002-3996-9156>