

## Оптимизация работы магнетронного передатчика с твердотельным модулятором

В. А. Волков, А. И. Вязьмитинова

*Радиоастрономический институт НАН Украины,  
Украина, 61002, г. Харьков, ул. Краснознаменная, 4  
E-mail: volkov@rian.kharkov.ua*

*Статья поступила в редакцию 19 октября 2000 г.*

В работе рассмотрена предложенная ранее математическая модель модулятора, состоящая из высоковольтного транзисторного ключа, управляющего магнетроном с холодным вторично-эмиссионным катодом.

Использован новый подход к аппроксимации функциональных зависимостей емкостей полевого транзистора, что обеспечило устойчивость численного моделирования такой системы. Внесены ряд улучшений в его программную реализацию, позволяющих использовать различные типы транзисторов, а также дополнительные элементы, улучшающие форму генерируемого импульса.

Найдены значения параметров элементов схемы модулятора, при которых минимизируются искажения формы импульса тока магнетрона. Отмечено расхождение в поведении модулятора при работе на магнетрон и резистивную нагрузку, проявляющееся в значительном отличии временных параметров выходных импульсов модулятора.

У роботі розглядається запропонована раніше математична модель модулятора, що складається з високовольтного транзисторного ключа, навантаженого магнетроном з холодним вторинно-емісійним катодом.

Використано новий підхід до апроксимації функціональних залежностей ємностей польового транзистора, що забезпечило стійкість чисельного моделювання такої системи. Внесено ряд поліпшень до її програмної реалізації моделювання, які дозволяють використовувати моделі різних типів транзисторів, а також додаткових елементів, що повинно покращити форму імпульсу.

За результатами проведених досліджень запропоновано значення параметрів схеми модулятора, при яких мінімізуються викривлення форми імпульсу струму магнетрона. Відмічено деяку розбіжність у поведінці модулятора при роботі на магнетрон і резистор, що проявляється у значній різниці в часових параметрах вихідних імпульсів модулятора.

### Введение

В работе [1] на основе разработанной динамической модели было продемонстрировано существенное взаимное влияние магнетрона и модулятора в простейшей схеме магнетронного передатчика. Было установлено, что особенности работы подобной системы

в значительной степени определяются магнетроном со вторично-эмиссионным катодом, а именно наличием участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением на вольтамперной характеристике (ВАХ) последнего. Также установлено, что из-за наличия паразитных элементов в эквивалент-

ной цепи форма импульса тока магнетрона оказывается искаженной, что недопустимо, например, для доплеровской радиолокации.

В настоящей работе исследуется возможность оптимизации работы магнетронного модулятора путем введения в его схему дополнительных элементов. Учитывая возможные применения таких передатчиков в доплеровских радарх, ставилась задача получить максимальную генерируемую магнетроном мощность и оптимальную форму выходного импульса.

### Модель

Рассматриваемая модель магнетронного модулятора отличается от ранее исследованной в [1] наличием элементов, позволяющих, в принципе, добиться улучшения формы генерируемого магнетроном импульса. На рис. 1, а изображена принципиальная схема исследуемой цепи, а на рис. 1, б соответствующая ей эквивалентная схема.

В эквивалентной схеме (рис. 1, б) можно выделить несколько частей. Входная цепь слева включает в себя источник запускающего сигнала  $V_{in}$  с выходным сопротивлением  $R_{in}$ , индуктивность рассеяния развязывающего трансформатора  $L_{in}$  и нелинейное сопротивление  $R_z$ , которое моделирует стабилитрон. В данной работе принята кусочно-линейная аппроксимация ВАХ стабилитрона. В процессе анализа модели задаются напряжение стабилизации и дифференциальное сопротивление на прямой и обратной ветви ВАХ стабилитрона.

Следующая часть схемы – транзисторный ключ (на схеме – транзистор). Модель транзисторного ключа отличается от использованной в [1] видом функциональных зависимостей, аппроксимирующих его характеристики. Так как мы моделировали работу транзистора в широком диапазоне изменения напряжений, влияющих на характер физических процессов и поведение характеристик, то применялась кусочно-линейная аппроксимация их функциональных зависимостей. Для апп-

роксимации зависимости проходной и выходной емкостей транзистора от напряжения сток-исток оптимальным является следующий подход. Для напряжений меньших нуля емкости задаются константами. В диапазоне напряжений от 0 до  $1 \div 2$  В для их аппроксимации используется полином девятого порядка. И, наконец, для больших напряжений используется зависимость вида

$$y = C_0 + \frac{C_1}{1 + C_2 U_{ds}}, \quad (1 \div 2)V \leq U_{ds} \leq U_{ds}^{\max},$$

где  $U_{ds}$  – напряжение сток-исток;  $C_0$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  – некоторые коэффициенты, характерные для каждого типа моделируемого транзистора;  $U_{ds}^{\max}$  – максимально допустимое напряжение сток-исток. Высокая степень аппроксимирующего полинома объясняется резким изменением поведения вышеупомянутых зависимостей вблизи нулевого напряжения на стоке транзистора. Хотя подобный подход отличается от общепринятого, когда для аппроксимации используются в основном экспоненциальные функции (см., например, [2]), он позволяет достичь точности не хуже 10 % во всем диапазоне изменения напряжений для транзисторов с различной технологией изготовления и разной мощностью. Существенным обстоятельством является непрерывность аппроксимирующих функций и их производных, что обеспечивает устойчивость схемы численного моделирования при всех режимах работы.

Предложенный подход математического описания модели полевого транзистора позволил нам достаточно легко провести анализ разных типов транзисторов и определить оптимальные условия применения каждого из них при различных требованиях к выходным параметрам модулятора.

Между модулятором и ключом (рис 1, б) последовательно включена индуктивность  $L_{out}$ , которая представляет собой последо-

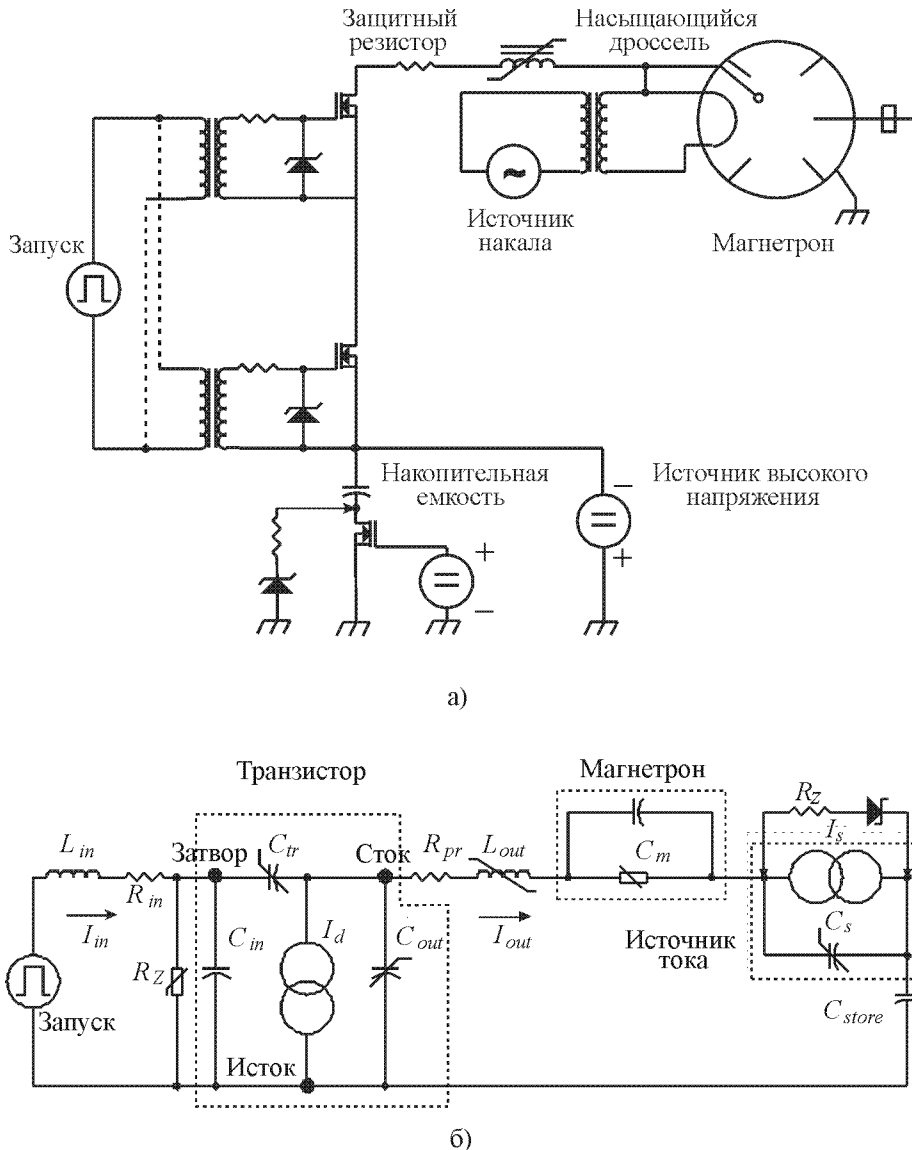


Рис. 1. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы модулятора

вательное соединение паразитной индуктивности монтажа и специально включенной нелинейной индуктивности. Подобное решение, как следует из нашего опыта, приводит в ряде случаев к более устойчивой работе модулятора.

Новым элементом является источник тока, который представляет собой полевой транзистор с фиксированным напряжением затвор-исток. Поэтому в эквивалентной схеме этот источник зашунтирован емкостью  $C_s$ ,

являющейся суммой проходной и выходной емкостей транзистора.

В предложенной модели учитывается конечное значение емкости накопительного конденсатора  $C_{store}$ . Это сделано с целью более точного анализа режима магнетрона в реальных схемах и для выбора оптимального значения этой емкости.

Система уравнений, описывающая приведенную на рис. 1, б схему, может быть записана следующим образом:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{in} - U_G = R_{in} I_{in} + L_{in} \frac{dI_{in}}{dt}, \\ I_{in} + I_Z(U_G) + C_{in} \frac{d(U_D - U_{DG})}{dt} - \frac{d(C_{tr} U_{DG})}{dt} = 0, \\ I_{out} = \frac{d(C_{tr} U_{DG})}{dt} + \frac{d(C_{out} U_D)}{dt} + I_d(U_G, U_D), \\ I_{out} = I_{magn}(U_{magn}) + C_{magn} \frac{dU_{magn}}{dt}, \\ I_{out} = I_S(U_S) + \frac{d(C_S U_S)}{dt} + I_{CC}(U_S), \\ I_{out} + C_{store} \frac{dU_{store}}{dt} = 0, \\ U_{store} - U_D N = -U_{magn} - U_S + R_{pr} I_{out} + \frac{d(L_{out} I_{out})}{dt}. \end{array} \right.$$

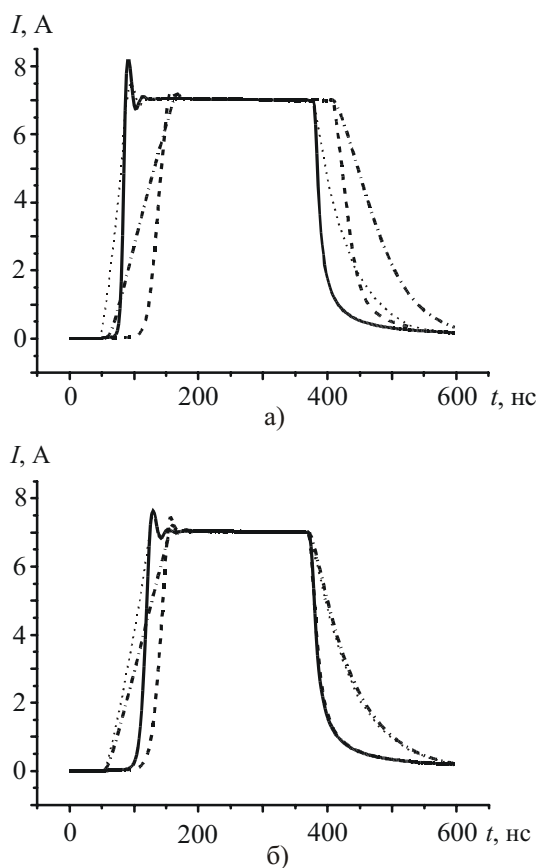
В качестве неизвестных в данной системе выступают токи  $I_{in}$  и  $I_{out}$  (см рис. 1, б) и напряжения  $U_D$ ,  $U_{magn}$ ,  $U_S$ ,  $U_{DG}$ ,  $U_{store}$ . Напряжения на стоке транзистора  $U_D$  и накопительной емкости  $U_{store}$  являются узловыми напряжениями и берутся относительно точки нулевого потенциала. Остальные неизвестные: напряжение на магнетроне  $U_{magn}$ , на источнике тока  $U_S$  и напряжение сток-затвор транзистора  $U_{DG}$ , представляют собой напряжения между соответствующими узлами схемы. Величина  $N$  определяет число транзисторов,  $U_G$  – напряжение на затворе,  $U_G = U_D - U_{DG}$ . Такая запись позволяет избежать громоздких выражений, возникающих при приведении системы к виду, удобному для численного решения. Величины  $C_{tr}$ ,  $C_{out}$ ,  $I_d$  являются функциями, аппроксимирующими соответственно величины проходной и выходной емкостей транзистора, а также его передаточную характеристику. Начальные значения всех неизвестных за исключением  $U_D$  и  $U_{store}$  принимаются равными нулю, начальное значение  $U_{store}$  – напряжению питания  $E_0$ , а  $U_D$  – напряжению питания, пересчитанному для одного транзистора, т. е.  $E_0/N$ . В качестве запускающего сигнала  $U_{in}$

используется импульс напряжения трапецеидальной формы с длительностью 300 нс и временем нарастания и спада 10 нс.

Все приведенные ниже результаты получены с применением моделей, построенных для транзистора MTW6N100 производства фирмы Motorola и транзистора APT1201R6 производства фирмы Advanced Power Technology. Эти два транзистора имеют почти одинаковые токовые характеристики (различаясь лишь максимально допустимым напряжением, составляющим 1000 В и 1200 В для MTW6N100 и APT1201R6 соответственно), а также практически совпадающие значения входной емкости, различаясь по величине проходной емкости – для последнего она в полтора раза больше.

### Результаты

В работе [1] было установлено влияние амплитуды запускающего сигнала транзисторов высоковольтного ключа на параметры импульса тока магнетрона. Здесь продолжено исследование этого эффекта. Оказалось, что стремление получить максимальную скорость переключения транзисторов в [1] не оправдано, так как повышение скорости нарастания модулирующего напряжения на магнетроне приводит к увеличению амплитуды переходных процессов и, следовательно, к неустойчивой работе модулятора. С целью уменьшения этой скорости мы снизили амплитуду запускающего импульса и существенно увеличили сопротивление в цепи затвора. Несмотря на искажение формы напряжения раскачки на затворах транзисторов, форма импульса тока магнетрона осталась близкой к прямоугольной, что иллюстрируют графики, приведенные на рис. 2. Действительно, увеличение сопротивления резистора входной цепи приводит к весьма незначительному увеличению длительности фронта и спада импульса тока магнетрона по сравнению с длительностью всего импульса. Несколько иная картина наблюдается в случае резистивной нагрузки. Это объясняется существенной нелинейностью ВАХ магнетрона. Поскольку при разработке



**Рис. 2.** Ток нагрузки при различных сопротивлениях в цепи затвора транзисторов:

(а) – транзистор *MTW6N100*,  $R_{in1} = 5 \text{ Ом}$ ,  $R_{in2} = 25 \text{ Ом}$ ; (б) – транзистор *APT1201R6*,  $R_{in1} = 1 \text{ Ом}$ ,  $R_{in2} = 5 \text{ Ом}$ ;

— — ток при сопротивлении  $R_{in1}$ , нагрузка магнетрон; ---- — ток при сопротивлении  $R_{in2}$ , нагрузка магнетрон; ..... — ток при сопротивлении  $R_{in1}$ , нагрузка резистор; -·- — ток при сопротивлении  $R_{in2}$ , нагрузка резистор

модулятора исследуется его работа на резистивную нагрузку, следует сделать вывод о необходимости весьма осторожного использования полученных результатов для оценки временных параметров импульсов, генерируемых магнетроном в той же системе.

Необходимо обратить внимание на различное поведение моделируемой системы, построенной на разных транзисторах, при увеличении сопротивления резистора в затворной цепи. Для транзистора типа *MTW6N100* характерно увеличение задержки импульса тока

магнетрона при относительно слабом изменении его длительности, тогда как для транзистора *APT1201R6* эта длительность сокращается. Очевидно, это связано с отмеченными выше различиями в значениях проходной емкости для указанных транзисторов.

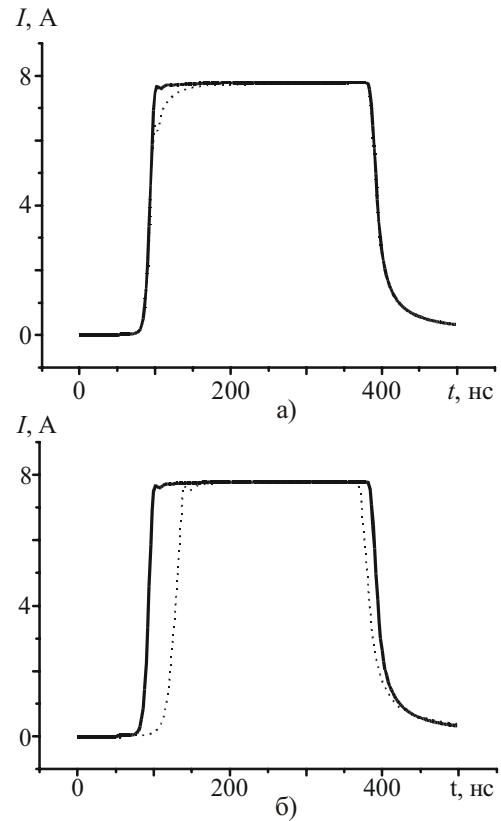
#### *Влияние насыщающегося дросселя*

При моделировании считалось, что сердечник обладает прямоугольной петлей гистерезиса. Параметры петли гистерезиса не оказывают существенного влияния на динамику процессов в период формирования импульса напряжения на магнетроне. Влияние этих параметров сказывается лишь на характере послеимпульсных процессов в схеме модулятора. Оказалось, что насыщающийся дроссель действует так же как и резистор в цепи затвора, т. е. снижает скорость нарастания напряжения на магнетроне. Следует заметить, что параметры дросселя насыщения, необходимые для реального улучшения формы выходного импульса, оказываются трудно реализуемыми на практике и критичными к типу используемого магнетрона. Поэтому его применение вряд ли можно считать оправданным.

#### *Источник тока*

Использование источника тока является общепринятым для улучшения параметров генераторов, содержащих приборы со скрещенными полями [3]. Известно, что его применение позволяет уменьшить емкость накопительного конденсатора при сохранении малого уровня внутриимпульсной частотной модуляции. В качестве источника тока наиболее подходящим является полевой транзистор. Источник тока может быть двух видов. В первом – транзистор работает с фиксированным во время импульса напряжением затвор-исток. Это так называемый пассивный источник тока. Второй вид – активная схема, которая подразумевает подачу напряжения обратной связи на затвор транзистора таким образом, чтобы поддерживать заданный импульсный ток нагрузки внутри импульса. Применение активной схемы источника тока на коротких импульсах встречает определенные трудности вслед-

ствии большой входной емкости полевого транзистора, вызывающей увеличение времени реакции цепи обратной связи. Поэтому мы использовали пассивный источник тока. Это оправданно тем, что динамическое сопротивление магнетрона не превышает нескольких сотен Ом, тогда как сопротивление транзисторного источника тока по крайней мере на два порядка больше. Вначале мы применяли источник тока без внешних корректирующих цепей. Зависимость выходного тока магнетрона от времени в этом случае показана на рис. 3, а пунктиром. Видно, что наличие емкостей транзистора, применяемого как источник тока, ведет к искажению формы короткого импульса. Такой эффект связан с быстрым перераспределением напряжения между собственными емкостями транзистора и емкостью магнетрона на фронте модулирующего импульса, что приводит к “выбросу” напряжения на источнике тока. Его шунтирующая емкость разряжается током, равным разности тока магнетрона и тока, текущего через транзистор. Эта разность уменьшается во времени, что ведет к медленному установлению номинального напряжения на магнетроне. Существуют несколько методов уменьшения влияния данного эффекта. Можно применить транзистор с малыми собственными емкостями, например, мощный генераторный СВЧ транзистор. Однако такие транзисторы обладают небольшим допустимым напряжением (обычно  $\leq 150$  В), и, следовательно, это не позволяет компенсировать значительные изменения напряжения на накопительном конденсаторе. Другой метод основан на введении дополнительных элементов, ограничивающих выброс напряжения на источнике тока. Для решения этой задачи естественно применить стабилитрон. Однако если включить стабилитрон непосредственно параллельно источнику тока, то процесс установления напряжения на нем все еще будет иметь значительную длительность. Поэтому мы предлагаем включить последовательно со стабилитроном резистор. По нашим оценкам, минимальные искажения формы импульса тока магнетрона достигаются при сопротивлении резистора порядка  $50\div 100$  Ом. На рис. 3, а сплошной линией



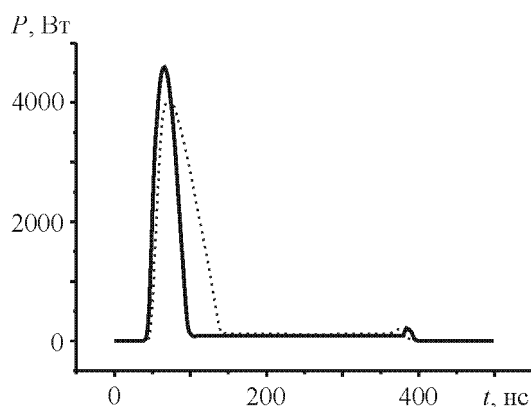
**Рис. 3.** а) Выходной ток магнетрона:  
 — с корректирующей цепочкой,  
 ..... без внешних корректирующих цепей;  
 б) импульс тока магнетрона при применении разных типов транзисторов:  
 — МТW6N100,  
 ..... АРТ1201R6

показан график тока в этом случае. Очевидным является заметное улучшение формы импульса тока магнетрона. Следует заметить, что существует оптимальное напряжение питания схемы, при котором искажения импульсов минимальны. Отметим практически полное отсутствие спада вершины импульса тока магнетрона при относительно небольшой емкости накопительного конденсатора. Использование в составе модулятора такого источника тока позволяет достичь минимальных искажений формы импульса тока магнетрона, а, следовательно, и выходного радиочастотного импульса. Как видно из рис. 3, а, выброс на импульсе тока магнетрона практически отсутствует, что позволяет выбирать рабочую точ-

ку последнего в непосредственной близости от точки срыва колебаний. При этом обеспечивается стабильный режим магнетрона в диапазоне изменения питающего напряжения около 100 В.

Графики, иллюстрирующие форму импульса тока магнетрона при применении разных транзисторов и при условии оптимальности корректирующих цепей, приведены на рис. 3, б. Различия сказываются в основном в длительности импульсов тока магнетрона при заданной длительности входного импульса. Из сравнения графиков импульса тока для вышеназванных транзисторов видно, что предпочтительным является применение транзистора МТW6N100 при принятом сравнительно низковольтном типе магнетрона. В этом случае можно более точно контролировать временные параметры выходного импульса, а различие в количестве транзисторов, необходимых для построения высоковольтного ключа, еще не играет значительной роли.

Для приложений важно определить мощность  $P$ , рассеиваемую на транзисторах. На рис. 4 показаны графики мгновенной мощности, рассеиваемой транзистором в течение импульса. Как видно, при небольших длительностях импульсов суммарная энергия, выделяемая на транзисторах в течение импульса, определяется в основном энергией разряда емкостей системы через транзи-



**Рис. 4.** Мощность, рассеиваемая транзисторами в течение импульса:  
 — — — — — МТW6N100,      ..... — АРТ1201R6

сторы. Поэтому, в случае импульсов такой длительности, предпочтительным является применение транзисторов меньшей мощности, несмотря на большие омические потери. При работе с более длительными импульсами, наоборот, оправдано применение мощных транзисторов для достижения максимального КПД.

## Заключение

В работе описана модель модулятора, максимально приближенная к реальной. В ней учтены параметры сосредоточенных элементов, а также паразитная индуктивность монтажа высоковольтного ключа. Особое внимание уделено вопросам уменьшения искажений формы импульса тока магнетрона. Для этого детально исследовано влияние параметров запускающего импульса и входной цепи транзисторов высоковольтного ключа, а также введен в рассмотрение транзисторный источник тока.

Определены величины элементов, входящих в схему модулятора, при которых реализуются оптимальные режимы его работы. Так, например, представлены импульсные характеристики тока магнетрона для модуляторов, собранных на транзисторах МТW6N100 и АРТ120R6 для значений сопротивления в цепи затвора  $R_{in} = 5$  Ом и  $R_{in} = 25$  Ом. Эти данные дают возможность выбрать оптимальные режимы работы модулятора.

Исследованы выходные характеристики системы магнетрон-модулятор при использовании различных типов транзисторов для построения высоковольтного ключа. Показано, что для получения оптимальной формы импульса тока магнетрона с холодным катодом целесообразно “набирать” транзисторные ключи из транзисторов, которые имеют малые проходные емкости даже в том случае, когда их рабочее напряжение ниже, чем напряжение транзисторов, имеющих большие значения этого параметра.

Предложенный метод расчета схемы магнетрон-модулятор является в значительной степени универсальным и позволяет исследовать указанные схемы для магнетронов другого типа.

В заключение авторы считают приятным долгом выразить искреннюю признательность профессору Д. М. Вавриву за предложенное направление исследований и всестороннюю помощь в их проведении, а также В. Д. Науменко за любезно предоставленные экспериментальные данные и плодотворные дискуссии.

Работа частично финансировалась Европейской Комиссией, контракт ВІС15СТ980509.

### Литература

1. В. А. Волков, А. И. Вязьмитинова. Радиопизика и радиоастрономия. 2000, **5**, №1, с. 67-73.
2. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах. Под ред. В. П. Дьяконова. Москва, Радио и Связь, 1994, 280 с.
3. L. Sivan. Microwave Tube Transmitters. Chapman&Hall, 1994, 480 pp.

## Optimization of Performance of Solid-State Magnetron Transmitter

V. A. Volkov, A. I. Vyazmitinova

A simple mathematical model describing a modulator which consists of high-voltage transistor switch, driving the magnetron with cold secondary-emission cathode, proposed before is improved and elaborated to achieve more accurate results in numerical simulation as well as to extend the possibilities of such simulation to optimize the modulator performance.

Particularly, the new approach to the approximation of MOSFET characteristics has been proposed to provide stability and accuracy of the simulation along with easy-to-use possibility to work with different type of transistors and the additional elements, to improve the pulse shape.

As the result of simulation, some recommendations regarding the circuit design and parameters of its elements were offered in order to minimize the distortion of the output magnetron pulse. Also, the noticeable difference was found in time behavior of the modulator depending on the driving of magnetron by the transistor switch or resistance load.