

Моделирование работы транзисторного ключа, нагруженного на магнетрон с холодным вторично-эмиссионным катодом

В. А. Волков, А. И. Вязьмитинова

Радиоастрономический институт НАН Украины
61002, Харьков, Краснознаменная 4, Украина

E-mail: volkov@rian.kharkov.ua

Статья поступила в редакцию 9 августа 1999 г., после переработки 30 ноября 1999 г.

В работе рассмотрена проблема использования транзисторных высоковольтных ключей для управления магнетронами с холодным вторично-эмиссионным катодом.

Поскольку параметры как транзисторов, так и магнетронов нелинейно зависят от приложенных напряжений, в цепях, содержащих эти приборы, в импульсном режиме работы могут возникать переходные процессы, ведущие к возникновению значительных перенапряжений. Такие процессы могут оказать существенное влияние на надежность радиопередающего устройства, вызывая пробой магнетрона и, особенно, высоковольтных полевых транзисторов.

С целью повышения эффективности и надежности магнетронных передатчиков, нами была разработана математическая модель транзисторного модулятора, нагруженного на магнетрон со вторично-эмиссионным катодом, и исследованы ее динамические характеристики. Выделены три режима работы магнетрона и выработаны рекомендации по выбору параметров схемы модулятора для достижения оптимального режима магнетрона. Исследовано влияние паразитных элементов в цепях модулятора на его выходные характеристики.

У роботі розглянуто проблему використання транзисторних високовольтних ключів для управління магнетронами з холодним вторинно-емісійним катодом.

Оскільки параметри як транзисторів, так і магнетронів нелінійно залежать від прикладених напруг, у мережах, до складу яких входять ці прилади, в імпульсному режимі роботи можуть виникати перехідні процеси, що спричиняють значні перенапруги. Такі процеси можуть суттєво вплинути на надійність радіопередавача, викликаючи пробій магнетрона і, особливо, високовольтних польових транзисторів.

З метою підвищення надійності та ефективності магнетронних передавачів нами розроблено математичну модель транзисторного модулятора для магнетрона з вторинно-емісійним катодом та досліджено динамічні характеристики розробленої моделі. Виділено три режими роботи магнетрона та вироблені рекомендації, щодо вибору параметрів схеми модулятора для досягнення оптимального режиму магнетрона. Досліджено вплив паразитних елементів у мережах модулятора на його вихідні характеристики.

Введение

Достижения в разработке магнетронов с холодным вторично-эмиссионным катодом в сочетании с возможностями современных твердотельных модуляторов открывают новые перспективы для разработки компактных и эффективных радиопередатчиков с выходной импульсной мощностью от нескольких до десятков киловатт. Разработанные в Радиоастрономическом институте НАН Украины магнетроны с холодным вторично-эмиссионным катодом [1] работают в режиме пространственной гармоник, отличающейся от π -вида, и превосходят классические магнетроны по таким параметрам, как время жизни, импульсная и сред-

няя выходная мощность. Однако существенной проблемой при создании магнетронных передатчиков остается разработка модуляторов для питания магнетронов. Магнетроны работают при анодном напряжении порядка 10÷15 кВ, и поэтому формирование такого высоковольтного импульса, при типичных длительностях 50÷200 нс, представляет весьма нетривиальную задачу.

С начала 80-х годов, когда были созданы первые достаточно высоковольтные полевые транзисторы, появилась возможность строить на их основе компактные модуляторы, обладающие большим сроком службы и высоким к. п. д. [2,3]. В то же время по сравнению с вакуумными модуляторными лампами полевые

транзисторы обладают меньшей электрической прочностью, т. е. устойчивостью к перегрузкам, – даже кратковременное превышение максимальных режимов однозначно ведет к выходу транзистора из строя. Макетирование подобных систем затруднительно в силу относительной дороговизны высоковольтных быстродействующих транзисторов, а также из-за проблем, связанных с наблюдением переходных процессов в высоковольтных цепях, поэтому возникает задача детального моделирования процессов в системе магнетрон – модулятор. По существу, модулятор можно представить как элементарную переключающую схему с двумя состояниями: “включено” и “выключено”. Поэтому специфика его работы полностью определяется физикой переходных процессов как в собственно ключевом элементе – в данном случае в цепочке последовательно включенных полевых транзисторов,

так и в его нагрузке. Данная статья посвящена разработке математической модели такой системы и исследованию ее динамических характеристик с целью повышения эффективности и надежности магнетронных модуляторов.

Модель

На рис. 1, а изображена схема системы магнетрон – модулятор, включающая в себя все важные для анализа элементы, на рис. 1, б представлена ее эквивалентная схема. При исследовании мы предполагали, что все транзисторы высоковольтного ключа имеют одинаковые параметры. Подобное допущение, как выяснилось при выборочном контроле приборов, справедливо с высокой точностью для транзисторов из одной партии.

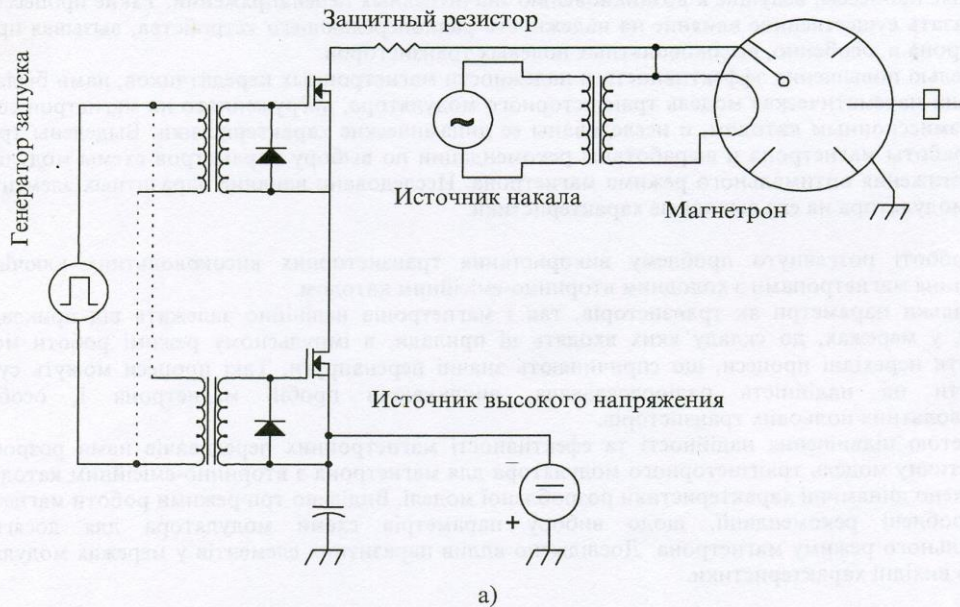


Рис. 1. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы системы магнетрон-модулятор

В приведенной эквивалентной схеме можно выделить три части: входную цепь, транзисторный ключ и магнетрон. Параметры элементов эквивалентной схемы, моделирующей транзистор, выбирались следующим образом. За исходные были приняты параметры транзистора АРТ1201, приводимые в документации фирмы-производителя. Этот транзистор является одним из лучших для применения в подобных системах. На основе исходных параметров транзистора определялись функциональные зависимости для каждого элемента эквивалентной схемы. Несмотря на то, что принятая модель относительно проста, она позволяет учесть нелинейную зависимость параметров транзистора от приложенных напряжений и подходит для описания с необходимой точностью поведения приборов в реальных системах [4], и особенно для анализа схем в переключательном режиме.

Входная цепь представляет собой эквивалентную модель развязывающего трансформатора, где L_{in} – индуктивность рассеяния, R_m – выходное сопротивление источника сигнала. Цепь $R_d D_a$ представляет собой демпфирующую цепочку, включаемую параллельно затворной цепи для обеспечения аperiodического характера затухания колебаний, которые возникают на спаде запускающего импульса вследствие ударного возбуждения в контуре, образованном индуктивностью L_{in} и входной емкостью транзистора.

Мы приняли следующую модель магнетрона. В нашем анализе он представляет собой параллельное соединение нелинейного двухполюсника и емкости C_m , которая является суммой емкостей собственно магнетрона и накального трансформатора. На рис. 2 показана вольт-амперная характеристика реального двухполюсника 3-мм диапазона мощностью 4 кВт, полученная экспериментально. Магнетрон соединен с транзисторным ключом через последовательный защитный резистор R_{pr} для предотвращения повреждения прибора при случайных пробоях. Подобная практика является обычной при конструировании мощных СВЧ-генераторов, использующих вакуумные приборы [2]. Между магнетроном и транзисторным ключом последовательно включена индуктивность L_s , которая позволяет учесть индуктивность монтажа и элементов системы магнетрон – модулятор.

В качестве запускающего импульса использовался трапецидальный импульс с амплитудой 15 В и длительностью вершины 200 нс, длительностью фронта и спада – 10 нс.

Математическая модель приведенной эквивалентной схемы строилась на основе законов Кирхгофа, и была сведена к системе нелинейных дифференциальных уравнений следующего вида:

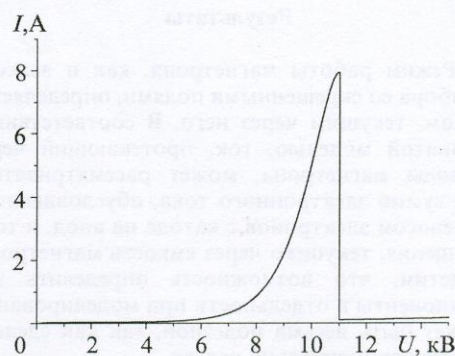


Рис. 2. Вольт-амперная характеристика магнетрона

$$U_1 - V_{in} = R_{in} I_{in} + L_{in} \frac{dI_1}{dt},$$

$$I_{in} + I_1 + \frac{d(C_{ir} U_1)}{dt} = 0,$$

$$-\frac{d(C_{ir} U_1)}{dt} + I_d(U_1, U_2) - I_{out} + \frac{d(C_{out} U_1)}{dt} = 0,$$

$$U_3 - U_2 = L_s \frac{dI_2}{dt} + R_{pr} I_{out},$$

$$I_{out} = I_m + C_m \frac{d(U_3 - E_0)}{dt},$$

где

$$I_1 = \begin{cases} \frac{d(C_{in} U_1)}{dt} + \frac{U_1 + 0.7}{R_d}, & U_1 < -0.7 \text{ В}; \\ \frac{d(C_{in} U_1)}{dt}, & U_1 \geq -0.7 \text{ В}. \end{cases}$$

В приведенных выражениях E_0 – напряжение источника питания, U_1 , U_2 , U_3 – напряжения в соответствующих узлах эквивалентной схемы, емкости C_{ir} , C_{out} , C_{in} являются соответственно проходной, выходной и входной емкостями транзистора и считаются функциями приложенных напряжений. Величина 0.7 В – пороговое напряжение кремниевого диода. Ток I_{in} и I_{out} определяются как протекающие через выходные зажимы источников запускающего импульса и напряжения питания соответственно.

Алгоритм решения указанной выше системы нелинейных дифференциальных уравнений, основанный на методе Рунге-Кутты, был реализован на языке C++ для численного исследования физических процессов.

Результаты

Режим работы магнетрона, как и всякого прибора со скрещенными полями, определяется током, текущим через него. В соответствии с принятой моделью, ток, протекающий через выводы магнетрона, может рассматриваться как сумма электронного тока, обусловленного переносом электронов с катода на анод, и тока смещения, текущего через емкость магнетрона. Заметим, что возможность определить эти компоненты в отдельности при моделировании может быть весьма полезной, так как сделать это экспериментально нельзя.

При анализе модели выяснилось, что, выбрав в качестве критерия форму импульса тока магнетрона, можно выделить три режима его работы. Они совпадают с режимами, наблюдаемыми в эксперименте, поэтому в дальней-

шем при их описании мы будем следовать выработанной ранее классификации.

Первый режим – обычный рабочий режим, когда форма импульса тока магнетрона близка к прямоугольной. Он иллюстрируется на рис. 3, а.

Для описания двух других режимов введем такое понятие, как срыв тока магнетрона. Фактически, под этим подразумевается скачкообразное уменьшение (в десятки раз) тока через магнетрон, когда напряжение на нем близко к рабочему. Этот эффект присущ рассматриваемому типу магнетронов и связан как с характером процесса вторичной эмиссии, так и с режимом слабого поля, который является для них рабочим [5].

Второй режим – режим срыва тока с возникновением колебаний. Он обусловлен наличием участка спада на вольт-амперной характеристике магнетрона. В зависимости от параметров

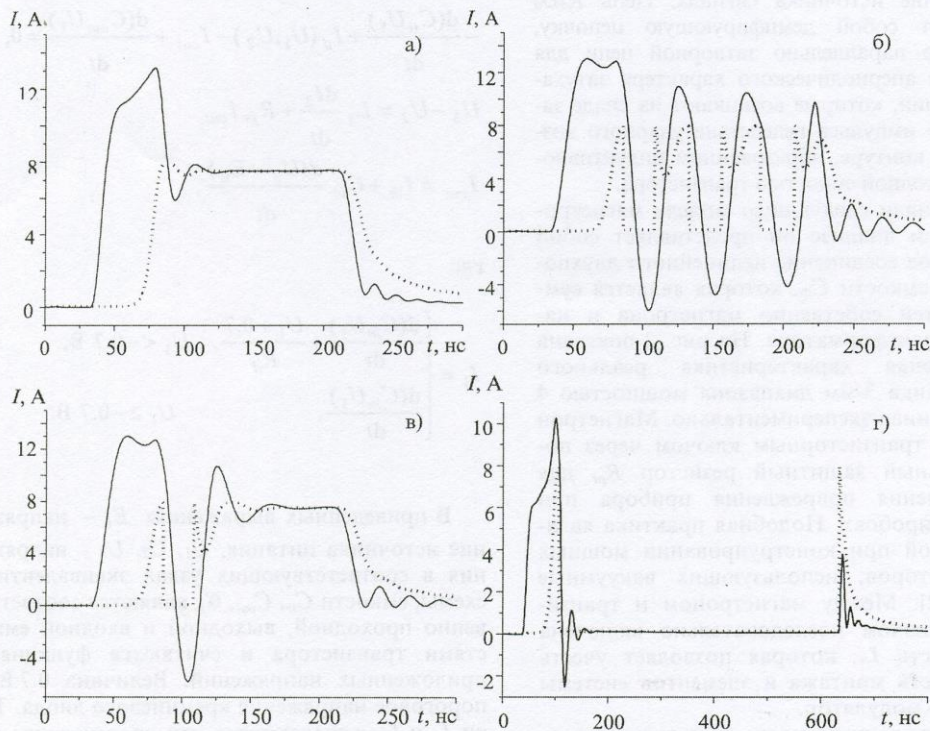


Рис. 3. Ток магнетрона при различных режимах работы: (а) – первый режим, (б) – второй режим с колебаниями на протяжении всего импульса тока, (в) – второй режим с колебаниями на части импульса тока, (г) – третий режим; — суммарный ток, – электронный ток

внешних цепей, колебания могут существовать как на протяжении всего импульса (рис. 3, б), так и на его части (рис. 3, в). Этот режим является крайне нежелательным, так как происходит значительное превышение напряжения на магнетроне в сравнении с рабочим режимом.

Третий режим – режим срыва тока без возникновения колебаний (рис. 3, г). Для работы и магнетрона, и модулятора он предпочтительнее второго режима вследствие аperiodического характера переходных процессов без значительного превышения напряжений в цепях магнетрона.

Как видно на рис. 4, такое перенапряжение может достигать единиц киловольт. Поскольку мы имеем дело с приборами миллиметрового диапазона длин волн, оно может вызвать пробой магнетрона, т. к. в этом случае геометрические размеры магнетронной структуры весьма малы, а следовательно, невелика и ее электрическая прочность. Обычно наблюдается пробой магнетрона при превышении напряжения на нем относительно рабочего на $1.5 \div 2$ кВ, однако считается приемлемым, если пробой происходит при напряжении всего на $100 \div 200$ В выше рабочего. Поэтому при проектировании модулятора следует исходить из того, чтобы исключить возможность сколько-нибудь значительного превышения напряжения на магнетроне. Кроме того, возникающие колебания являются мощным источником помех для схемы управления модулятора, что может вызвать как выход из строя этих схем, так и возникновение аварийных нестационарных процессов в самом высоковольтном ключе.

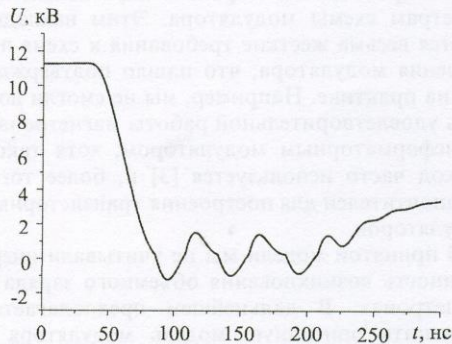


Рис. 4. Напряжение на магнетроне в режиме срыва генерации

Было исследовано влияние паразитных параметров монтажа и элементов модулятора на границы режимов работы магнетрона. Рас-

сматривалась паразитная индуктивность монтажа L_s и паразитная, включая конструктивную, емкость магнетрона C_m . В качестве параметра, характеризующего переход из одного режима в другой, было выбрано значение максимально достижимого тока магнетрона I_0 . Получены следующие результаты. При фиксированном значении $C_m = 40$ пФ и сопротивлении защитного резистора 50 Ом значение I_0 меняется в зависимости от паразитной индуктивности L_s следующим образом: $I_0 = 7.9$ А при $L_s = 0.1$ мкГн, $I_0 = 7.5$ А при $L_s = 0.5$ мкГн и $I_0 = 7.0$ А при $L_s = 1$ мкГн. Аналогично, при фиксированном значении $L_s = 0.5$ мкГн и сопротивлении защитного резистора 50 Ом параметр I_0 принимает значения 7.6 А, 7.5 А и 7.3 А при величинах C_m равных соответственно 30 пФ, 40 пФ и 50 пФ. Видно, что с ростом как паразитной индуктивности, так и паразитной емкости максимально достижимый импульсный ток магнетрона падает. Следует заметить, что этот параметр полностью определяет выходную мощность, генерируемую магнетроном на плоской части импульса. Кроме этого, известно, что наиболее желательным режимом магнетрона, характеризующимся наибольшим к. п. д. и наименьшим электронным смещением частоты, является режим, максимально близкий к режиму срыва тока. Из приведенных данных следует, что, например, с увеличением индуктивности с 0.1 до 1 мкГн этот ток меняется на 0.9 А. Соответствующее уменьшение выходной мощности может достигать 30 %.

Необходимо обратить внимание на то, что при любом сочетании значений C_m и L_s существует такое значение сопротивления защитного резистора, при котором колебания при срыве тока не возникают. Это следует из того, что указанный резистор определяет добротность паразитного контура. Оказывается, при достижимых на практике величинах паразитных параметров величина этого сопротивления, необходимая для обеспечения режима срыва тока без возникновения колебаний, достаточно мала, чтобы существенно влиять на к. п. д. Например, при значениях L_s и C_m соответственно 0.5 мкГн и 30 пФ аperiodический характер процесса срыва тока обеспечивался при сопротивлении защитного резистора около 60 Ом, что соответствует уменьшению к. п. д. модулятора менее чем на 10 %. Кроме того, величина I_0 возрастает с ростом сопротивления резистора. Действительно, для вышеуказанных значений L_s и C_m ток I_0 равен 7.4 А и 7.7 А при сопротивлении защитного резистора соответственно 25 Ом и 75 Ом. Таким образом, в реально используемых системах разумно выбирать это сопротивление именно по критерию аperiodичности процесса срыва тока, хотя, в силу значительного разброса вольт-амперных ха-

рактических магнетронов, его значение будет меняться в зависимости от конкретного экземпляра магнетрона.

На рис. 5 представлена кривая входного напряжения на затворе транзистора при обычно достижимых на практике значениях параметров разделительных трансформаторов. Параметры выходной цепи незначительно влияют на форму этой кривой.

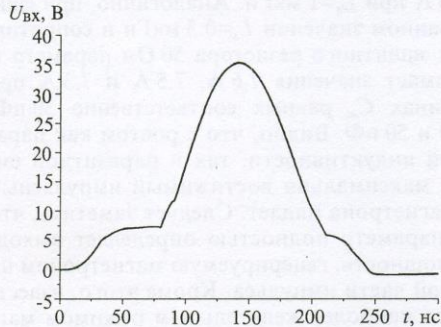


Рис. 5. Управляющее напряжение на затворе транзистора

Далее был исследован характер изменения формы выходного тока в зависимости от амплитуды входного напряжения. Было замечено, что при постоянных значениях $L_s=0.5$ мкГн, $C_m=30$ пФ и сопротивлении защитного резистора 50 Ом, с увеличением амплитуды запускающих импульсов от 10 до 16 В максимально достижимый без срыва выходной ток падает. В тоже время при уменьшении амплитуды запускающих импульсов до 10 В существенного ухудшения временных параметров импульса выходного тока не происходит. Следовательно, можно рекомендовать уменьшить амплитуду импульса запуска транзисторов высоковольтного ключа до 10 В. Применение данного положения на практике привело к ожидаемым результатам – нам удалось расширить область безопасной работы магнетрона в области больших напряжений при сохранении временных параметров радиочастотного импульса.

Нужно отметить, что при срыве тока магнетрона транзисторы не входят в свои критические режимы (рис. 6), и следовательно, наибольшую опасность эти колебания, как мощный источник помех, представляют для схемы управления.

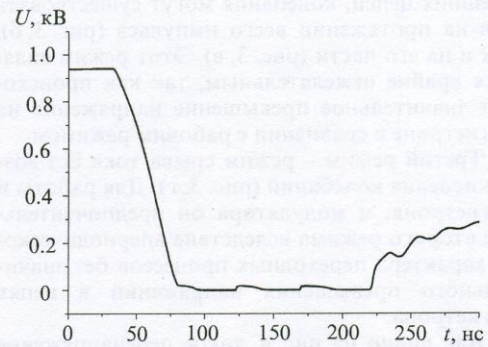


Рис. 6. Напряжение на транзисторе в режиме срыва генерации магнетрона при возникновении колебаний

Заключение

Проведенный анализ показал, что принятая модель системы магнетрон – модулятор достаточно хорошо описывает характер процессов, происходящих в твердотельных магнетронных модуляторах. Выделены возможные режимы работы такого модулятора и определено влияние на них как паразитных параметров, так и параметров исходного проектирования

Как следует из результатов моделирования, характер переходных процессов в радиопередатчиках, использующих магнетроны с холодным катодом, определяется особым видом вольт-амперной характеристики последних и проявляется в повышенной чувствительности режима работы магнетрона к паразитным параметрам схемы модулятора. Этим накладываются весьма жесткие требования к схеме построения модулятора, что нашло подтверждение на практике. Например, мы не смогли достичь удовлетворительной работы магнетрона с трансформаторным модулятором, хотя такой подход часто используется [3] и, более того, предпочтителен для построения транзисторных модуляторов.

В принятой модели мы не учитывали инерционность возникновения объемного заряда в магнетронах. В дальнейшем предполагается применить описанную модель модулятора с уточненной моделью магнетрона, учитывающей, кроме всего прочего, возможность пробоя. Последнее является важным моментом для анализа схем с приборами магнетронного типа.

Работа частично финансировалась Европейской Комиссией, контракт VIC15CT980509.

Литература

1. И. М. Вигдорчик, В. Д. Науменко, В. П. Тимофеев. Доклады Академии Наук Украинской ССР, серия "А". 1975, №7, с. 634-637.
2. L. Sivan. Microwave Tube Transmitters. Chapman & Hall, 1994, 480 pp.
3. D. J. Christie. Microwave Journal. 1993, 36, №1, pp. 111-114.
4. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах. Под ред. В. П. Дьяконова. Москва, Радио и Связь, 1994, 280 с.
5. Н. Джемсен. В сб. "Электронные сверхвысокочастотные приборы со скрещенными полями". Москва, ИЛ, 1961, с. 304-309.

Simulation of Solid State Switch Driving Magnetron with Cold Secondary Emission Cathode

V. A. Volkov, A. I. Vyazmitinova

The problem of usage of high voltage transistor switches for driving the magnetron with cold secondary emission cathode is considered.

Since the parameters of both transistor and magnetron depend nonlinearly on applied voltage, in the circuits based on these devices the transition processes leading to the excitation of overvoltage can arise in the pulse operational regime. Such processes may affect essentially the reliability of transmitter causing breakdown of magnetron and especially of high voltage MOSFETs.

To improve efficiency and reliability of magnetron-based transmitters we have developed the mathematical model of the solid state modulator driving a magnetron with secondary emission cathode and investigated its dynamical behavior. The three regimes of magnetron operation have been defined as well as the recommendations have been worked out how to choose the parameters of modulator scheme for achieving the optimal magnetron regime. We have also investigated the influence of spurious elements in the modulator circuits on the output parameters.