

## ПРИМЕНЕНИЕ ДЕМПФИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ В ИМПУЛЬСНОМ ИСТОЧНИКЕ ПИТАНИЯ МАГНЕТРОННЫХ РАСПЫЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Оскирко В.О.<sup>\*</sup>, Семенов В.Д.<sup>\*\*</sup>, Павлов А.П.<sup>\*\*\*</sup>

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,  
ТУСУР, проспект Ленина, 40, Томск, 634050, Россия

<sup>\*</sup> e-mail: oskirkovo@gmail.com

<sup>\*\*</sup> e-mail: svd@ie.tusur.ru

<sup>\*\*\*</sup> e-mail: apeltom@yandex.ru

Приведено описание принципа действия демпфирующих цепей (ДЦ), обеспечивающих мягкую коммутацию транзисторов в формирователе биполярных импульсов (ФБИ) повышенной частоты для питания магнетронных распылительных систем (МРС). Определены параметры элементов ДЦ, позволяющих снизить динамические потери мощности в транзисторе. Показано, что применение рекуперативных ДЦ в ФБИ дает возможность повысить энергоэффективность схемы в режиме повышенной частоты формирования импульсов.

Ключевые слова: импульсный источник питания, магнетронная распылительная система, демпфирующие цепи.

В процессах реактивного магнетронного распыления, как правило, применяются импульсные источники питания повышенной частоты. Дело в том, что импульсное питание позволяет снижать вероятность возникновения электрических дуг в процессе реактивного магнетронного распыления [1,2,3]. Увеличение частоты формирования импульсов питания МРС приводит к повышению стабильности процессов осаждения покрытий.

Одним из основных узлов импульсного источника питания для МРС является формирователь выходных импульсов, поскольку он определяет тип источника питания (униполярный, биполярный) и эффективность его работы.

Как известно, импульсному режиму работы, в отличие от режима непрерывного выходного тока, свойственны потери коммутации. Если в схеме импульсного преобразователя не приняты специальные меры по снижению коммутационных потерь, то транзисторы работают в режиме жесткой коммутации (Hard Switch). В этом случае в процессе переключения транзистора, когда его сопротивление меняется между минимальным и максимальным значением, происходит многократное увеличение потерь. Коммутационные потери ограничивают максимальную частоту формирования выходных импульсов и подвергают транзисторы импульсным перегрузкам, снижающим надежность преобразователя. Кроме того, резкое изменение напря-

жения и тока транзистора в момент коммутации является источником электромагнитных помех, снижающих стабильность работы источника питания и ухудшающих его электромагнитную совместимость с другими электронными устройствами.

В работе [4] приведено описание биполярного импульсного модульного источника питания на основе ФБИ, схема которого изображена на рис. 1. Для обеспечения высокой надежности работы транзисторов ФБИ в режиме повышенной частоты были предприняты меры по обеспечению режима мягкой коммутации транзисторов (Soft Switch). Мягкое переключение в ФБИ осуществляется с помощью трех демпфирующих цепей. ДЦ №1, обеспечивающая мягкое включение транзистора  $VT_1$ , состоит из демпфирующего дросселя  $L_4$ , диодов  $VD_4—VD_6$ , дросселя  $L_3$  и емкостей  $C_2, C_3$ . ДЦ №2, обеспечивающая мягкое выключение транзистора  $VT_1$ , состоит из демпфирующей емкости  $C_5$ , емкости  $C_6$ , дросселя  $L_5$  и диодов  $VD_7—VD_9$ . ДЦ №3, обеспечивающая мягкое выключение транзистора  $VT_2$ , состоит из демпфирующей емкости  $C_5$  и диода  $VD_{10}$ . Чтобы осуществить мягкое включение и выключение транзисторов, необходимо согласовать параметры элементов ДЦ и алгоритм работы ФБИ. Другими словами, необходимо осуществить параметрический синтез ДЦ в составе формирователя импульсов.

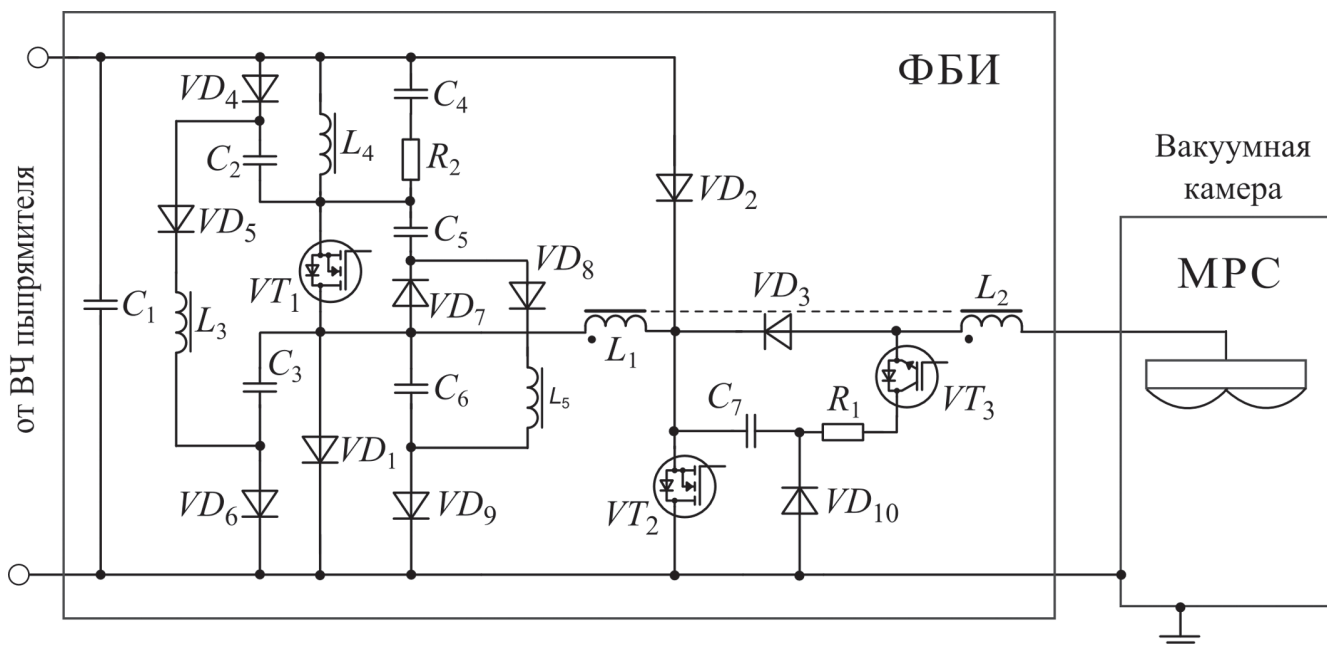


Рис. 1. Схема формирователя биполярных импульсов

Данная задача может быть решена с помощью программного пакета Swicher CAD/LTspice, предназначенного для моделирования электрических схем и позволяющего использовать SPICE модели реальных элементов. Настоящая работа посвящена созданию компьютерной модели ФБИ, расчету параметров элементов ДЦ и оценке энергоэффективности применения ДЦ в режиме повышенной частоты формирования выходных импульсов.

### Формирователь биполярных импульсов

Для начала рассмотрим состав и принцип действия ФБИ. Формирователь имеет топологию однотактного прямоходового мостового преобразователя [5]. Особенностью ФБИ является применение магнитосвязанных дросселей для формирования выходных биполярных импульсов. Все элементы формирователя можно условно разделить на две группы. В первую группу входят основные элементы ФБИ, непосредственно участвующие в формировании выходных биполярных импульсов: накопительная емкость  $C_1$ , полевые транзисторы  $VT_1$  и  $VT_2$ , обратные диоды  $VD_1$  и  $VD_2$ , магнитосвязанные дроссели  $L_1$  и  $L_2$  и цепь ограничения положительного выходного тока ( $VD_3, R_1, VT_3$ ). Накопительная емкость  $C_1$  заряжается от высокочастотного выпрямителя и выполняет функцию источника постоянного напряжения. Транзистор  $VT_1$  соединяет накопительную емкость  $C_1$  с дросселями  $L_1$  и  $L_2$ . В них разгоняется отрицательный ток, протекающий в нагрузку, роль которой выполняет MPC. ФБИ работает в режиме непрерывного тока в дрос-

селе  $L_1$ . Значением тока управляет транзистор  $VT_1$ . Благодаря большой индуктивности дросселя  $L_1$  (2 мГн), во время формирования выходных отрицательных импульсов ФБИ обладает свойствами источника тока. Формирование положительного выходного импульса происходит при замыкании транзистора  $VT_2$ . В течение положительного импульса магнитосвязанные дроссели выступают в роли трансформатора, формирующего обратное напряжение на выходе схемы.

Амплитуда положительных импульсов напряжения определяется соотношения числа витков магнитосвязанных дросселей и составляет приблизительно 30 % от амплитуды отрицательных импульсов. Значение положительного выходного тока ограничивает сопротивление  $R_1$  (100 Ом). Отрицательный выходной ток замыкается через шунтирующий диод  $VD_3$ . Для согласования ФБИ с блоком инициирования разряда используется IGBT транзистор  $VT_3$ , включенный последовательно с ограничительным резистором  $R_1$ . Обратные диоды  $VD_1$  и  $VD_2$  предназначены для ограничения напряжения на управляющих транзисторах  $VT_1$  и  $VT_2$  и рекуперации энергии, запасаемой в  $L_1$  обратно в накопительную емкость.

Вторая группа включает в себя элементы ДЦ, формирующих траектории переключения транзисторов ФБИ. ДЦ №1 задает траекторию включения транзистора  $VT_1$  и включает в себя диоды  $VD_4$ – $VD_6$ , емкости  $C_2, C_3, C_4$ , дроссели  $L_3, L_4$  и резистор  $R_2$ . ДЦ №2 формирует траекторию выключения  $VT_1$  и включает в себя диоды  $VD_7$ – $VD_9$ , емкости  $C_5, C_6$  и

дроссель  $L_5$ . ДЦ №3 формирует траекторию выключения  $VT_2$  и состоит из емкости  $C_7$  и диода  $VD_{10}$ .

**Модель формирователя биполярных импульсов**

Для расчета ДЦ в программном пакете Swicher CAD/LTspice была разработана компьютерная модель ФБИ (рис. 2) на основе математических SPICE моделей реальных элементов: полевого транзистора STY112N65M5, IGBT транзистора IRF4PF50WD и диода STTH8006.

свойствами обратного диода. После запираания диода ток транзистора становится равным току дросселя.

Для формирования безопасной траектории включения транзистора  $VT_1$  в ДЦ №1 используется демпфирующий дроссель  $L_4$ , снижающий скорость роста тока в транзисторе. На рис. 3,а представлена эпюра тока, демонстрирующая изменение формы начального выброса тока при изменении индуктивности  $L_4$ .

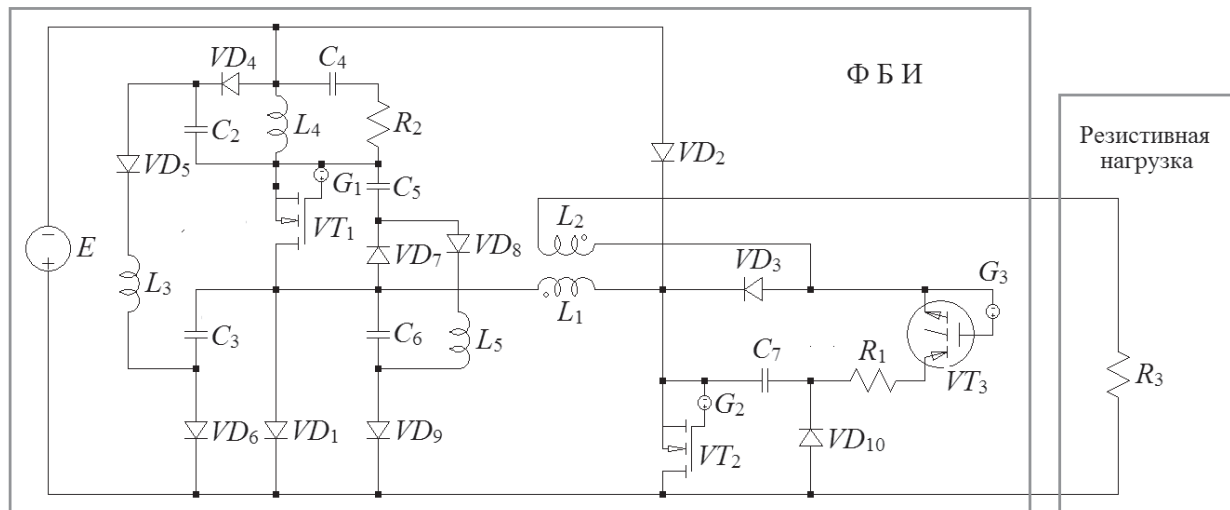


Рис. 2. Модель ФБИ

Вместо накопительной емкости  $C_1$  в модели использовался источник постоянного напряжения  $E$  (330 В). Сигналы управления транзисторов формировались генераторами  $G_1$ ,  $G_2$  и  $G_3$ , согласно алгоритму управления ФБИ [4]. Нагрузкой ФБИ являлось сопротивление  $R_3 = 7,3$  Ом. Исследование процессов коммутации транзисторов и расчет элементов ДЦ осуществлялись в установившемся режиме работы ФБИ, когда изменение тока в дросселе  $L_1$  за период формирования импульсов равнялось нулю, а амплитуда импульсов выходного тока формирователя составляла 45 А.

**Демпфирующая цепь №1**

На процесс выключения транзистора  $VT_1$  оказывает существенное влияние дроссель  $L_1$ . Как уже было отмечено, во время формирования выходных импульсов в  $L_1$  протекает непрерывный ток. В то время, когда транзистор  $VT_1$  находится в запертом состоянии, ток дросселя  $L_1$  протекает через обратный диод  $VD_1$ . После включения транзистора  $VT_1$  происходит восстановление запирающих свойств диода. В течение этого времени ток через диод протекает в обратном направлении, а в  $VT_1$  формируется выброс тока. Величина выброса определяется

На рис. 3,б приведена зависимость амплитуды первоначального выброса от индуктивности демпфирующего дросселя  $L_4$ . Стоит отметить, что исследование влияния параметров демпфирующих элементов на потери мощности в транзисторах осуществлялось при максимальной частоте коммутации транзисторов 75 кГц и максимальном импульсном выходном токе 45 А, поскольку в данном режиме динамические потери в транзисторах ФАБИПЧ имеют максимальное значение. При  $L_4 = 0,2$  мкГн первоначальный выброс тока более чем в два раза превышает значение тока нагрузки. При увеличении индуктивности  $L_4$  происходит экспоненциальное снижение амплитуды выброса тока со 100 до 50 А. Для того чтобы амплитуда выброса тока не превышала 25% от тока нагрузки (45 А), индуктивность  $L_4$  должна составлять приблизительно 2 мкГн.

На рис. 4 приведена зависимость потерь мощности в транзисторе  $VT_1$  от индуктивности демпфирующего дросселя  $L_4$  при частоте работы транзистора 75 кГц и относительной длительности импульса управления транзистором 0,7. Как показано на графике, применение последовательного дросселя позволяет снизить потери мощности при включении транзистора  $VT_1$  от 100 до 5 Вт. При

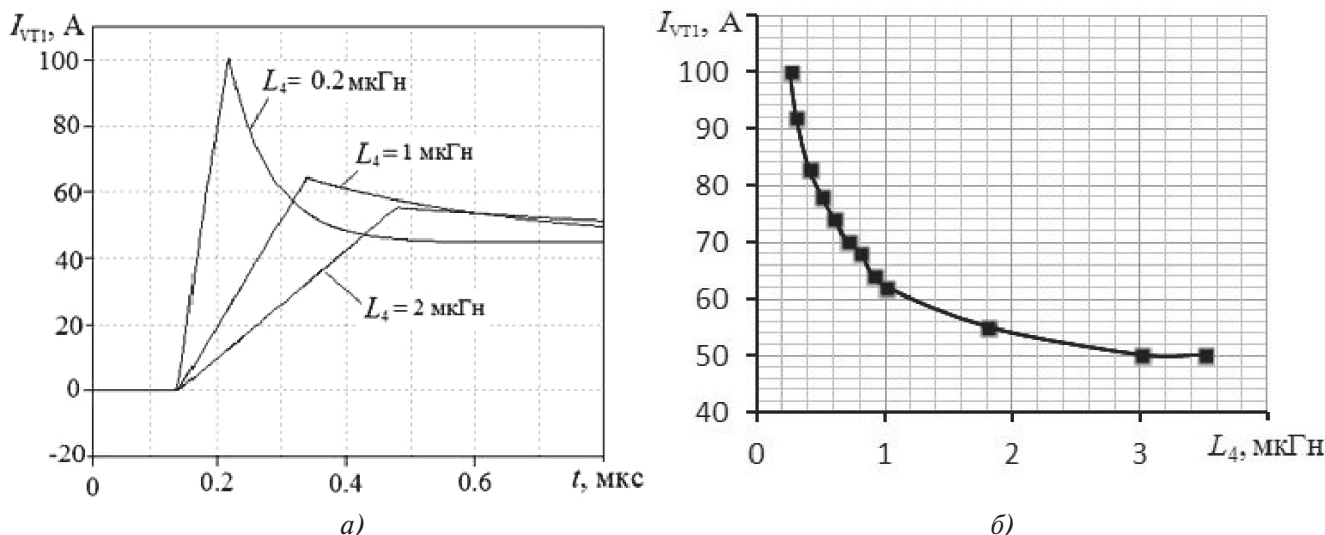


Рис. 3. Эпюры тока: а — выброс тока при включении  $VT_1$ ; б — зависимость амплитуды выброса тока в  $VT_1$  от индуктивности дросселя  $L_4$

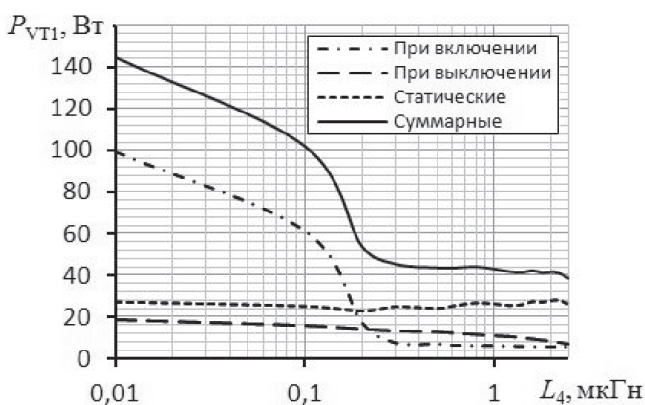


Рис. 4. Зависимость потерь мощности в транзисторе  $VT_1$  от индуктивности  $L_4$  при частоте формирования импульсов 75 кГц

этом общие потери мощности в транзисторе уменьшаются от 145 до 40 Вт.

Однако энергия, запасаемая в демпфирующем дросселе, может превосходить энергию, рассеиваемую в транзисторе при включении в режиме жесткой коммутации. Несмотря на снижение потерь в транзисторе, применение последовательного демпфирующего дросселя может привести к увеличению общих потерь мощности в схеме [6]. Для того чтобы избежать снижения КПД формирователя, обеспечивается передача энергии, запасаемой в  $L_4$ , в нагрузку, т.е. ДЦ №1 является рекуперативной цепью.

Рассмотрим подробнее процесс рекуперации энергии в ДЦ №1. При выключении  $VT_1$ , энергия накопленная в дросселе  $L_4$ , переходит в  $C_2$ . При этом конденсатор  $C_2$  должен обладать достаточной емкостью, чтобы предотвратить перенапряжение на

транзисторе  $VT_1$ , т.е. необходимо выполнение условия

$$C_2 \geq \frac{L_4 I_{VT1 \max}^2}{U_{C2 \max}^2}, \quad (1)$$

где  $L_4 = 2$  мкГн — индуктивность демпфирующего дросселя  $L_4$ ;  $U_{C2 \max} = 500$  В — максимальное допустимое напряжение на емкости  $C_2$ ;  $I_{VT1 \max} = 45$  А — ток  $VT_1$  в момент выключения. Исходя из заданных параметров, емкость  $C_2$  должна быть не менее 150 нФ. В этом случае максимальное напряжение емкости  $C_2$  не превысит 170 В.

При следующем включении  $VT_1$  происходит перезарядка емкостей  $C_2$  и  $C_3$  через цепь  $C_2-VT_1-C_3-L_3-VD_5$ . Стоит отметить, что в результате перезарядки емкостей увеличивается средний ток, протекающий в транзисторе  $VT_1$ . Как показано на рис. 4, увеличение индуктивности  $L_4$  приводит к небольшому росту статических потерь в транзисторе. Напряжение на емкости  $C_2$  в процессе перезарядки меняется по закону

$$U_{C_2}(t) = U_{C_2 \max} \cos(\omega_1 t) = \frac{I_{L_3 \max}}{\omega_1 C_p} \cos(\omega_1 t), \quad (2)$$

где  $\omega_1 = 1/\sqrt{L_3 C_p}$  — собственная резонансная частота контура, образованного элементами демпфера  $L_3$ ,  $C_2$  и  $C_3$ ;  $C_p = C_2 C_3 / (C_2 + C_3)$  — результирующая емкость последовательного колебательного контура;  $I_{L_3 \max}$  — максимальный ток перезарядки емкостей.



Диод  $VD_1$  не позволяет току в контуре совершить полный период колебания, поэтому импульс перезарядки имеет форму полусинусоиды. Для того чтобы напряжение на  $C_3$  в конце импульса перезарядки соответствовало напряжению на  $C_2$  до включения  $VT_1$ , конденсаторы должны иметь одинаковую емкость. Тогда  $C_p = C_2/2$ .

Для корректной работы ДЦ необходимо, чтобы длительность импульса перезарядки не превышала времени включенного состояния транзистора  $VT_1$ . В противном случае  $C_2$  разрядится не полностью и снизится эффективность работы ДЦ №1. Следовательно, при выборе индуктивности дросселя  $L_3$  необходимо выполнить следующее условие:

$$L_3 \leq \frac{2t_{ON\min}^2}{\pi^2 C_2}, \quad (3)$$

где  $t_{ON\min}$  — минимальное время включенного состояния транзистора  $VT_1$  в процессе формирования импульсов, согласно используемому алгоритму управления транзисторами ФБИ,  $t_{ON\min} = 5$  мкс.

Таким образом, индуктивность дросселя  $L_3$  не должна быть больше 33 мкГн.

При последующем выключении  $VT_1$  емкость  $C_3$  разряжается по контуру  $C_3-VD_6-R_3-L_2-VD_3-L_1$  в нагрузку, роль которой выполняет сопротивление  $R_3$ .

В процессе моделирования были обнаружены паразитные колебания напряжения на дросселе  $L_4$ , возникающие после выключения транзистора  $VT_1$ . Паразитные колебания удалось предотвратить с помощью дополнительной  $RC$ -цепи ( $R_2 = 10$  Ом,  $C_4 = 1$  нФ), подключенной параллельно демпфирующему дросселю. Мощность, рассеиваемая на резисторе  $R_2$  при максимальной частоте переключения транзистора 75 кГц, достигает 15 Вт.

Как показано на рис. 4, при увеличении индуктивности демпфирующего дросселя  $L_4$  происходит плавное уменьшение динамических потерь при выключении  $VT_1$ . Данный эффект связан с уменьшением напряжения на транзисторе  $VT_1$ , при его выключении. Напряжение становится меньше за счет того, что в момент выключения транзистора емкость  $C_3$  находится в заряженном состоянии. Соответственно, к транзистору  $VT_1$  прикладывается разность между напряжением питания  $E = 330$  В и напряжением емкости  $C_3$ . По мере увеличения  $L_4$  растет количество запасаемой в ней энергии, что, в свою очередь, приводит к увеличению напряжения на  $C_3$ . При  $L_1 = 2$  мкГн максимальное напряжение емкости  $C_3$  достигает 170 В. Следовательно, напряжение на  $VT_1$  при его выключении снижает-

ся до 160 В, а динамические потери на выключении уменьшаются приблизительно на 10 Вт.

### Демпфирующая цепь №2

Дроссель  $L_1$  также оказывает влияние на процесс выключения  $VT_1$ . В момент выключения транзистора дроссель  $L_1$  выступает в роли источника постоянного тока. Даже небольшое снижение тока в транзисторе приводит к отпиранию обратного диода  $VD_1$ , при этом происходит быстрое увеличение напряжения на транзисторе. Скорость роста напряжения определяется выходной емкостью транзистора. Резкое увеличение напряжения на  $VT_1$  приводит к росту импульсной мощности, выделяемой на нем. Кроме того, возможно возникновение выбросов напряжения, обусловленных влиянием паразитной индуктивности. ДЦ №1 обеспечивает безопасную траекторию выключения транзистора  $VT_1$  и приблизительно в два раза снижает потери на выключении транзистора, как показано на рис. 4. Для дальнейшей минимизации динамических потерь в  $VT_1$  используется ДЦ №2. Принцип действия этой цепи подробно рассматривается в работах [7, 8].

С помощью параллельной емкости  $C_5$  ДЦ №2 ограничивает скорость роста напряжения на транзисторе во время его выключения. На рис. 5 приведены эпюры напряжения, тока и мощности на транзисторе в момент его выключения. При  $C_5 = 100$  пФ максимальная импульсная мощность, выделяемая на транзисторе, достигает 6 кВт. Длительность фронта напряжения составляет менее 10 нс. При  $C_5 = 5$  нФ время роста напряжения на транзисторе составляет 50 нс. При этом максимальная импульсная мощность, выделяемая на транзисторе, уменьшается приблизительно в 10 раз.

На рис. 6,а приведена зависимость динамических потерь в  $VT_1$  при выключении от демпфирующей емкости  $C_5$ . При увеличении емкости  $C_5$  с 0,1 до 10 нФ потери при выключении  $VT_1$  снижаются в пять раз. Дальнейшее увеличение емкости не приводит к существенному снижению динамических потерь. При увеличении емкости  $C_5$  происходит небольшое увеличение потерь при включении транзистора, связанное с зарядкой паразитной емкости диода  $VD_7$ .

Энергия, запасаемая в демпфирующей емкости  $C_5$  во время выключения транзистора, передается в нагрузку в течение периода формирования выходных импульсов. Диод  $VD_7$  предотвращает разрядку емкости  $C_5$  через транзистор в момент его включения. При включении  $VT_1$ , происходит перезарядка емкостей  $C_5$  и  $C_6$  по цепи  $C_5-VD_8-L_5-C_6-VT_1$ . Диод  $VD_8$  не позволяет току в контуре совершить

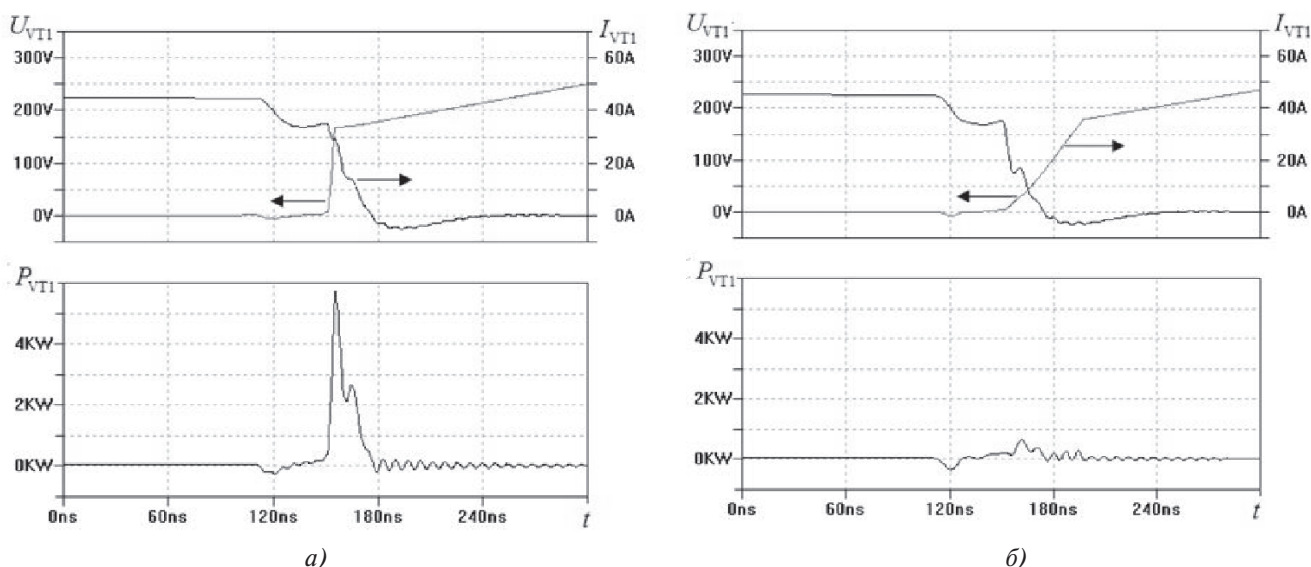


Рис. 5. Эпюры напряжения, тока и мощности на транзисторе  $VT_1$  в момент его выключения:  $a - C_5 = 100$  пФ;  $b - C_5 = 5$  нФ

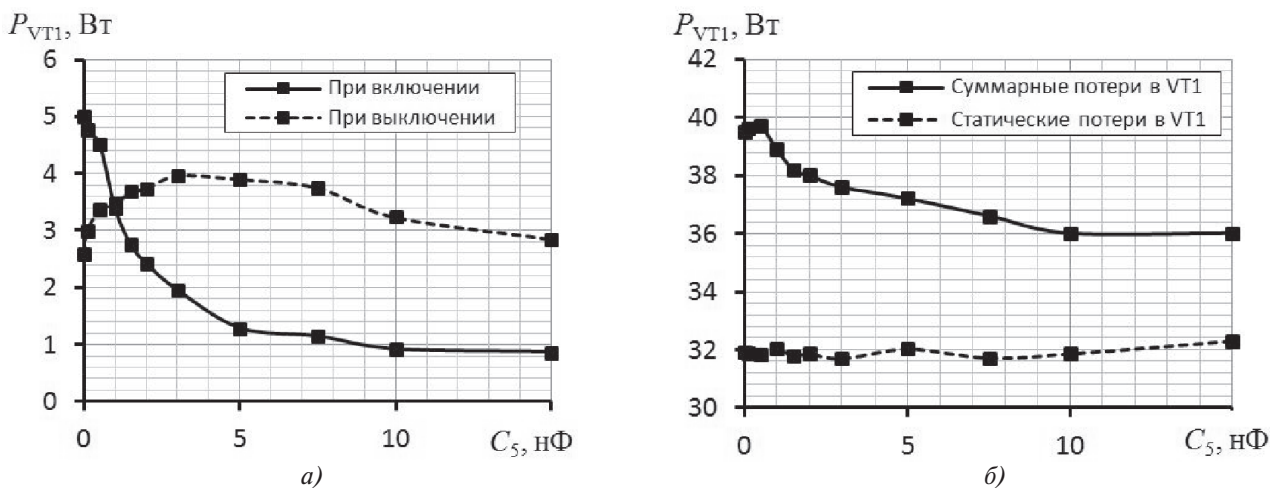


Рис. 6. Зависимость потерь мощности в  $VT_1$  от демпфирующей емкости  $C_5$  при частоте коммутации транзистора 75 кГц:  $a -$  потери мощности при включении и выключении  $VT_1$ ;  $b -$  статические и суммарные потери мощности в  $VT_1$

полный период колебания, поэтому импульс перезаряда имеет форму полусинусоиды. Для корректной работы ДЦ необходимо, чтобы напряжение на емкости  $C_5$  в течение импульса перезарядки уменьшилось до нуля. Для этого емкость конденсатора  $C_6$  принимается равной  $C_5 = 5$  нФ. Амплитуда и длительность импульса перезарядки зависят от индуктивности дросселя  $L_5$ . Для того чтобы длительность импульса перезарядки не превышала времени включенного состояния транзистора  $VT_1$ , необходимо выполнение следующего условия:

$$L_5 \leq \frac{t_{ON\min}^2 (C_5 + C_6)}{\pi^2 C_5 C_6} = \frac{2t_{ON\min}^2}{\pi^2 C_5}, \quad (4)$$

где  $t_{ON\min}$  — минимальное время включенного состояния транзистора  $VT_1$ , согласно используемому алгоритму управления ФБИ,  $t_{ON\min} = 5$  мкс.

Исходя из выражения (4), индуктивность дросселя  $L_5$  не должна превышать 1 мГн.

На рис. 6,б приведена зависимость статических и суммарных потерь мощности в  $VT_1$  от емкости  $C_5$ . Как показано на рисунке, процесс рекуперации энергии, запасаемой в  $C_5$ , не приводит к значительному росту статических потерь мощности в  $VT_1$ . Снижение суммарных потерь мощности в транзисторе  $VT_1$  прекращается при  $C_5 = 10$  нФ. Поскольку увеличение демпфирующей емкости  $C_5$  приводит к увеличению запасаемой в ней энергии и нагрузки на элементы ДЦ, использование емкости  $C_5$  более 10 нФ является нецелесообразным.

Несмотря на то что снижение потерь в транзисторе составляет всего несколько ватт, ДЦ №2 позволяет свести к минимуму потери на выключение транзистора и тем самым повысить надежность работы ключа в режиме повышенной частоты.

### Демпфирующая цепь №3

Транзистор  $VT_2$  имеет более благоприятный режим работы по сравнению с  $VT_1$ . В момент включения транзистора  $VT_2$  обратный диод  $VD_2$  находится в запертом состоянии, а ток дросселя  $L_1$  протекает в нагрузку. Следовательно, в транзисторе  $VT_2$  не возникает выбросов тока, обусловленных восстановлением запирающих свойств обратного диода  $VD_2$ . Таким образом, отсутствует необходимость применения ДЦ, формирующей траекторию движения рабочей точки транзистора при его включении. Но остается актуальной задача обеспечения мягкого выключения транзистора, поскольку размыкание транзистора приводит к резкому увеличению напряжения и повышению мгновенной мощности, выделяемой на нем.

Как уже было отмечено, для формирования траектории выключения  $VT_2$  используется ДЦ №3. В данном случае демпфирующая цепь объединена с цепью ограничения положительного выходного тока ФБИ. Элементы цепей одновременно участвуют в процессе формирования выходных положительных импульсов и траектории переключения транзистора  $VT_2$ . Такое решение позволило сократить число используемых элементов в схеме.

Скорость роста напряжения на транзисторе  $VT_2$  при его выключении ограничивается с помощью параллельной демпфирующей емкости  $C_7$ . Зарядка емкости осуществляется через диод  $VD_{10}$ . Когда включаются транзисторы  $VT_2$  и  $VT_3$  и начинается формирование положительного импульса, емкость  $C_7$  разряжается по цепи  $C_7-R_1-VT_3-L_2-R_3-VT_2$ . Часть энергии, запасенной в демпфирующей емкости, рассеивается в резисторе  $R_1$ , остальная часть энергии передается в нагрузку. Таким образом, резистор  $R_1$  одновременно выполняет две функции: ограничивает положительный ток и рассеивает энергию, запасаемую в демпфирующей емкости.

После разрядки демпфирующей емкости  $C_7$  положительный выходной ток ФБИ протекает в цепи  $VD_{10}-R_1-VT_3-L_2-R_3$ . Диод  $VD_{10}$  также выполняет две функции. Во-первых, он предотвращает разрядку демпфирующей емкости  $C_7$  непосредственно через транзистор  $VT_2$ , которая может привести к выбросам тока и значительному увеличению динамических потерь в транзисторе. Во-вторых, диод  $VD_{10}$  снижает статические потери в транзисторе  $VT_2$ , поскольку во время формирования положительного импульса выходной ток замыкается через него.

На рис. 7,а приведена зависимость потерь мощности в транзисторе  $VT_2$  от демпфирующей емкости  $C_7$  при максимальной частоте формирования выходных импульсов, равной 75 кГц. Значение демпфирующей емкости изменялось в диапазоне от 0 до 20 нФ. Динамические потери при выключении транзистора  $VT_2$  в данном диапазоне уменьшаются в 10 раз, суммарные потери в транзисторе — в два раза. Потери при включении транзистора практически не изменяются и не превышают 5 Вт.

Увеличение емкости  $C_7$  приводит к росту запасаемой в ней энергии и увеличению мощности, рассеиваемой на резисторе  $R_1$  (рис. 7,б). Чтобы избежать снижения общей энергоэффективности формирователя, необходимо учитывать суммарные потери мощности в  $VT_2$  и  $R_1$ . Значительное снижение суммарных потерь мощности в  $VT_2$  происходит в диапазоне от 0 до 10 нФ, далее потери в  $VT_2$  уменьшаются незначительно. Мощность, рассеиваемая в  $R_1$ , растет линейно по мере увеличения емкости  $C_7$ . Емкость  $C_7$  следует принять равной 10 нФ. Несмотря на то что при заданной емкости  $C_7$  суммарные потери мощности в  $VT_2$  и  $R_1$  на 20 Вт выше минимального значения, в этом случае обеспечивается режим мягкого переключения транзистора  $VT_2$ . Динамические потери при выключении транзистора снижаются в семь раз, а общие потери

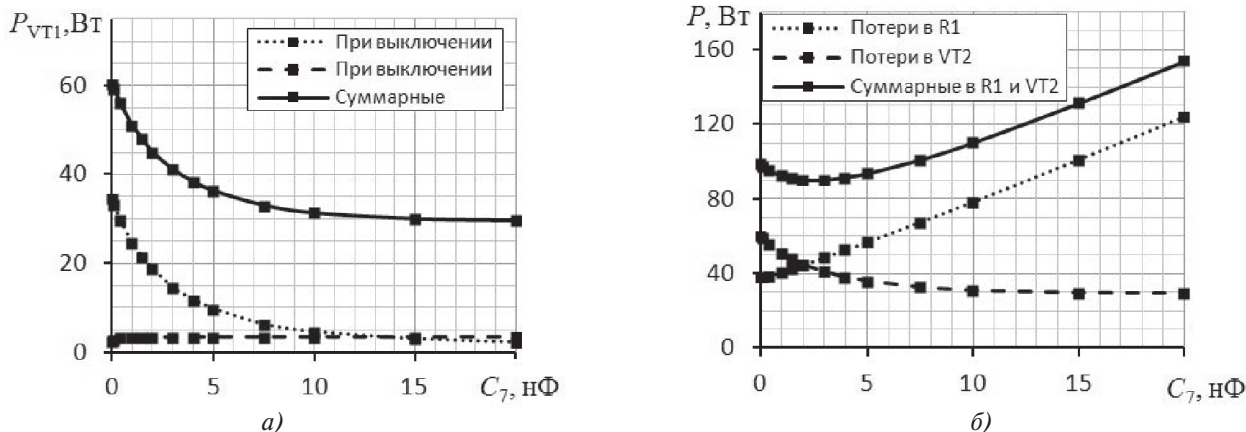


Рис. 7. Зависимость потерь мощности в  $VT_2$  от демпфирующей емкости  $C_7$  (а); зависимость потерь мощности в  $VT_2$  и  $R_1$  от  $C_7$  (б)



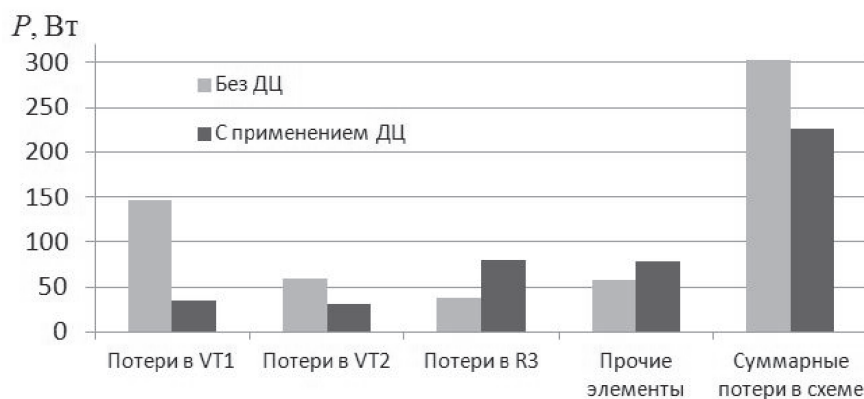


Рис. 8. Сравнительная диаграмма потерь мощности в ФБИ с ДЦ и без них

уменьшаются в два раза, относительно варианта без ДЦ.

### Энергоэффективность применения демпфирующих цепей в ФБИ

Для оценки эффективности применения ДЦ в ФБИ необходимо учитывать потери мощности не только в транзисторах, но и в других элементах схемы. На рис. 8 приведена диаграмма, демонстрирующая потери мощности в различных элементах ФБИ при максимальной частоте формирования выходных импульсов (75 кГц), с использованием рассмотренных ДЦ и без них

Хотя применение ДЦ позволило значительно сократить потери мощности в транзисторах, оно привело к увеличению потерь мощности в ограниченном сопротивлении  $R_1$  и других элементах ФБИ. Снижение потерь мощности в транзисторах превалирует над увеличением потерь мощности в остальных элементах, о чем свидетельствует уменьшение суммарных потерь мощности в схеме с 303 до 226 Вт. Таким образом, рассчитанные ДЦ позволяют не только повысить надежность преобразователя, но и увеличить его КПД. При средней выходной мощности 10 кВт и частоте коммутации транзисторов 75 кГц КПД формирователя повышается с 97,1 до 97,7 %.

### Выводы

Применение ДЦ в ФБИ позволило обеспечить режим мягкого переключения транзисторов, в котором динамические потери становятся несущественными по сравнению со статическими потерями. Благодаря рекуперации энергии, накапливаемой в демпфирующих элементах, удалось на 25 % снизить общие потери мощности в ФБИ и на 0,6 % повысить КПД формирователя при максимальной частоте формирования выходных импульсов. Снижение коммутационных потерь и повышение КПД формирователя дает основания для дальнейшего

увеличения частоты формирования импульсов питания МРС в реактивных режимах распыления.

*Работа выполнена в рамках Государственного задания ИСЭ СО РАН (тема № 9.5.3).*

### Библиографический список

1. Scholl R.A. Power systems for reactive sputtering of insulating films. // Surface and Coatings Technology. Lausanne: Elsevier Science SA. 1997. Vol. 93(1), pp. 7-13.
2. Sellers J. Asymmetric bipolar pulsed DC: the enabling technology for reactive PVD. // Surface and Coatings Technology. Lausanne: Elsevier Science SA. 1998. Vol. 98(1-3), pp. 1245-1250.
3. Belkind A., Freilich A., Scholl R. Pulse duration effect in pulse-power reactive sputtering of Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>. // Surface and Coatings Technology. Lausanne: Elsevier Science SA. 1998. Vol. 108-109, pp. 558-563.
4. Оскирко В.О., Сочугов Н.С., Павлов А.П. Модульный биполярный источник питания для мощных ионно-плазменных установок // Приборы и техника эксперимента. 2014. № 5. С. 85-92.
5. Wolf G. Mains isolating switching-mode power supply. // Philips Electronic Application Bulletin. 1973. Vol. 32, no. 1, pp. 18-21.
6. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. — М.: Техносфера, 2005. — 632 с.
7. Williams B.W. Principles and Elements of Power Electronics. // Devices, Drivers, Applications and Passive Components. Glasgow: University of Strathclyde. 2006. P. 1432.
8. Ben-Yaakov S., Ivensky G. Passive lossless snubbers for high frequency PWM converters // Power Electronics Laboratory Department of Electrical and Computer Engineering Ben-Gurion University of the Negev. 1997, 139 p.



## SNUBBERS IMPLEMENTATION FOR MAGNETRON SPUTTERING SYSTEMS SWITCHED MODE POWER SUPPLIES

Oskirko V.O.\* , Semenov V.D.\*\* , Pavlov A.P.\*\*\*

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics,  
TUSUR, 40, Lenin av., Tomsk, 634050, Russia

\* e-mail: oskirkovo@gmail.com

\*\* e-mail: svd@ie.tusur.ru

\*\*\* e-mail: apeltom@yandex.ru

### Abstract

As a rule, high frequency switched mode power supplies (SMPS) are used for reactive magnetron sputtering [1–3]. The point is that such pulse powering allows reducing the probability of electric arcs occurrence and increases stability of reactive magnetron sputtering process. One of the main parts of SMPS for magnetron sputtering systems (MSS) is a transistor former of output pulses. It determines the power source type (unipolar, bipolar, HIPIMS) and its operating efficiency.

As is well known, in contrast to continuous input current mode, switching losses, peculiar to switched mode limit maximum switching frequency, and subject transistors to pulse overloads decreasing the reliability of a pulse former. If soft commutation of transistors is provided, zero-voltage or zero-current switching will allow reduce dynamic losses in transistors and increase reliability of a pulse former.

Reference [4] presents modular SMPSm based on bipolar pulse former (BPF), where soft switching was provided by using snubbers, limiting the current or voltage growth rate during transistors switching.

However, to ensure correct operation of snubbers as a part of BPF their adjustment is necessary, with allowance for real parameters of components in use and BPF operating algorithm. The present work is devoted to solving this problem.

In the course of this work, we developed a computer model of BPF in Swicher CAD/LTspice, based on standard SPICE models of power electronic components. With the help of BPF model, we calculated parameters of snubber elements, necessary to ensure soft switching conditions and energy recovery stored in snubber elements.

In addition, the energy efficiency of BPF with snubbers at the maximum frequency of the output pulses forming of 75 kHz was calculated. The calculation results showed that the use of the snubbers allows reduce significantly switching losses of transistors. Due to energy recovery, stored in snubber components, we managed

to reduce the total power losses of BPF by 25 % and increase pulse former efficiency by 0.6 %.

Switching losses reduction of transistors provides increased BPF reliability, which together with higher efficiency offers a prospect of a further increase of the output pulses frequency and improved stability of reactive magnetron sputtering process.

**Keyword:** switched mode power supply, magnetron sputtering system, snubbing circuits.

### References

1. Scholl R.A. Power systems for reactive sputtering of insulating films. *Surface and Coatings Technology*, 1997, vol. 93(1), pp. 7-13.
2. Sellers J. Asymmetric bipolar pulsed DC: the enabling technology for reactive PVD. *Surface and Coatings Technology*, 1998, vol. 98(1-3), pp. 1245-1250.
3. Belkind A., Freilich A., Scholl R. Pulse duration effect in pulse-power reactive sputtering of Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>. *Surface and Coatings Technology*, 1998, vol. 108-109, pp.558-563.
4. Oskirko V.O., Sochugov N.S., Pavlov A.P. A Modular Bipolar Power Supply for High Power Ion Plasma Installations. *Instruments and Experimental Techniques*, 2014, vol. 57, no. 5, pp. 594–600.
5. Wolf G. Mains isolating switching-mode power supply. *Philips Electronic Application Bulletin*, 1973, vol. 32, no.1, pp.18-21.
6. Meleshin V.I. *Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika* (Transistor convertres). Moscow, Tekhnosfera, 2005, 632 p.
7. Williams B.W. Principles and Elements of Power Electronics. *Devices, Drivers, Applications and Passive Components*, 2006, p. 1432.
8. Ben-Yaakov S., Ivensky G. *Passive lossless snubbers for high frequency PWM converters*. Power Electronics Laboratory Department of Electrical and Computer Engineering Ben-Gurion University of the Negev. 1997, 139 p.