

Вопросы разработки твердотельных импульсных модуляторов для электровакуумных приборов СВЧ

Александр Полищук (Москва)

За последние 10 лет в нашей стране в силу ряда экономических причин почти перестало развиваться направление разработки современных высокоэффективных систем электропитания с импульсной формой выходного напряжения. В то же время современная элементная база позволяет не только отказаться от использования в таких устройствах электровакуумных приборов и перейти на полностью твердотельную схемотехнику, но и значительно повысить надёжность, а также добиться ранее недостижимых характеристик импульсных модуляторов. В статье автор на основании своего опыта обосновывает принципиальные возможности построения твердотельных модуляторов и предлагает пути повышения их эффективности на высоких частотах.

Особый класс вторичных источников электропитания выходных генераторных СВЧ-приборов представляют так называемые импульсные модуляторы, в которых выходное напряжение имеет форму высоковольтных импульсов длительностью от десятков наносекунд до сотен микросекунд при токах до нескольких десятков ампер. Повыше-

ние эффективности таких устройств возможно за счёт отказа от использования в ключевых каскадах электровакуумных приборов и применения современных высоковольтных полупроводниковых транзисторов и диодов.

Традиционная схема импульсного модулятора с частичным разрядом накопительной ёмкости приведена на рисунке 1, где для примера в качестве генераторного прибора показан магнетрон.

В интервале между импульсами модуляторная лампа V1 заперта, и накопительный конденсатор C заряжается через резистор R и открытый диод VD1 до напряжения, близкого к напряжению питания $E_{пит}$. Для формирования импульса напряжения на нагрузке V2 на сетку модуляторной лампы подаётся положительный прямоугольный импульс, под действием которого лампа отпирается и подключает накопительный конденсатор к магнетрону. Длительность импульса, создаваемая таким модулятором, определяется длительностью импульса на сетке модуляторной лампы. Для формирования заднего фронта импульса в модулятор вводится формирующая цепь, состоящая из индуктивности L и диода VD1.

Основные трудности, возникающие при реализации этой схемы, следующие:

- практическое отсутствие малогабаритных высоковольтных электровакуумных приборов, способных формировать импульсы длительностью от 50 нс при напряжении 6...30 кВ и токах до нескольких десятков ампер и обеспечивающих высокие надёжность и наработку на отказ;
- большие потери на зарядном резисторе R и, как следствие, снижение КПД модулятора;
- отсутствие возможности использовать полупроводниковые кремниевые диоды в цепи формирования спада импульса из-за наличия чрезвычайно больших потерь, связанных с процессом обратного восстановления. Применение же электровакуумных диодов резко снижает ресурс работы модулятора, увеличивает массу и габариты;
- наличие индуктивности L приводит к возникновению резонансных выбросов на вершине импульса, неблагоприятно влияющих на работу генераторного прибора.

Устранение перечисленных трудностей и недостатков возможно за счёт отказа от приведённой классической схемы и использования в качестве модулятора высоковольтной двухтактной схемы с непосредственным питанием, реализованной на современной полупроводниковой элементной базе.

Упрощённая эквивалентная схема такого модулятора приведена на рисунке 2.

Схема работает следующим образом. С приходом на затворы ключа VT_{sw2} положительного импульса, вырабатываемого схемой управления затворами и гальванической развязки (СУЗ и ГР), последний открывается и подключает заряженный накопительный конденсатор C_{нак} к магнетрону V1. Одновременно на затворы ключа VT_{sw1} подаётся импульс отрицательной полярно-

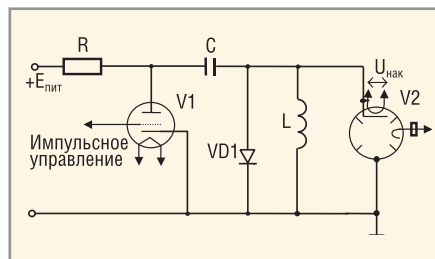


Рис. 1. Традиционная схема импульсного модулятора с частичным разрядом накопительной ёмкости

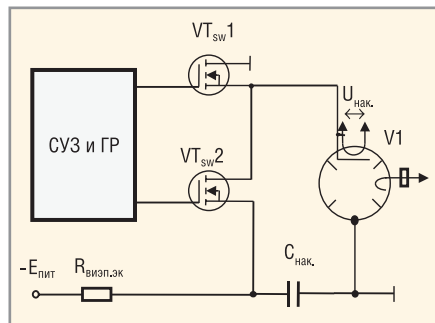


Рис. 2. Схема твердотельного двухтактного импульсного модулятора с частичным разрядом накопительной ёмкости

сти, надёжно запирающий транзисторы этого ключа. Время, в течение которого к магнетрону приложено напряжение, определяется длительностью управляющего импульса. Через временной интервал, равный длительности высоковольтного импульса напряжения, приложенного к магнетрону, полярность напряжения на затворах транзисторов ключей VT_{sw2} и VT_{sw1} меняется на противоположную, что вызывает переключение ключей. При этом VT_{sw2} закрывается, отключая C_{нак} от магнетрона, а VT_{sw1} открывается и шунтирует магнетрон своим внутренним сопротивлением R_{sw,вкл}, разряжая тем самым паразитную ёмкость магнетрона и формируя на нём спад импульса напряжения.

Скорость нарастания импульса напряжения на магнетроне определяется временем включения t_{он} транзисторов ключа VT_{sw2}, величиной паразитной ёмкости магнетрона и монтажа и крутизной вольт-амперной характеристики ключевых транзисторов S. Это время можно определить, зная параметры транзисторов и схемы управления. Очевидно, что время включения столба из N последовательно соединённых транзисторов равно времени включения одного транзистора при работе на нагрузку сопротивлением, приведённым к его стоку, равным

$$R_{II} = \frac{U_P}{NI_P}, \quad (1)$$

где U_P – амплитуда импульса напряжения на магнетроне, I_P – амплитуда импульса тока через транзисторы ключа, N – количество последовательно соединённых транзисторов в ключе.

Типовые параметры МОП ПТ третьего поколения с максимальным напряжением сток-исток от 1 до 1,5 кВ приведены в таблице.

Время включения МОП ПТ определяется из выражения:

$$t_{он} = 0,8C_{12}R_G \frac{\left(\frac{U_P}{N} - I_P R_{ds,он}\right)}{U_{gs} - U_0 - \left(\left(\frac{U_P}{N} - I_P R_{ds,он}\right) / 2R_{th}S_0\right)}, \quad (2)$$

Выражение (2) обеспечивает точность около 5% и получено из анализа активного усилительного режима МОП ПТ при наличии глубокой ООС через ёмкость C₁₂ (эффект Миллера) от момента времени, когда U_{gs}(t) ≥ U₀, и до момента установления включения. Коэффициент 0,8 учитывает

стандарт измерения длительности фронта импульса как интервал времени изменения U_{ds}(t) от 0,1U_{max} до 0,9U_{max}. Это увеличивает точность (2), поскольку при расчёте t_{он} исключаются участки нелинейного изменения U_{ds}(t) при переходе ключа из закрытого состояния в открытое.

В выражении (2) R_G – приведённое к затвору МОП ПТ последовательное сопротивление генератора управляющих импульсов. Очевидно, что для обеспечения крутых фронтов переключения транзисторов R_G должно быть весьма малым (0,5...10 Ом). Эту величину можно считать потенциально достижимым временем включения высоковольтного МОП ПТ, что позволяет в большинстве случаев удовлетворить требования к быстродействию при условии обеспечения соответствующего внутреннего динамического сопротивления СУЗ и ГР.

Скорость спада импульса напряжения на магнетроне определяется двумя составляющими: временем выключения МОП ПТ t_{off1} и временем разряда паразитной ёмкости C_{ка} ≈ 10⁻¹⁰ Ф магнетрона t_{off2} через сопротивление открытого ключа R_{sw,он}. Последняя составляющая может быть оценена из выражения:

$$t_{off2} = 2,2NR_{ds,он}C_{ка}. \quad (3)$$

Время выключения t_{off1} МОП ПТ определяется из полученного аналогично (2) выражения:

$$t_{off1} = 0,8C_{12}R_G \frac{\left(\frac{U_P}{N} - I_P R_{ds,он}\right)}{U_0 + \left(\left(\frac{U_P}{N} - I_P R_{ds,он}\right) / 2R_{th}S_0\right)}, \quad (4)$$

Нестабильность переднего фронта импульса огибающей по СВЧ будет во многом определяться нестабильностью переднего фронта импульса напряжения на магнетроне. Стабильность временного положения переднего фронта зависит от величины времени задержки включения ключа МОП ПТ t_{d,он}, определяемой как время заряда входной ёмкости (C₁₁ + C₁₂) до напряжения U₀:

$$t_{d,он} = R_G(C_{11} + C_{12})\ln[U_{gs}/(U_{gs} - U_0)]. \quad (5)$$

Задержка включения ключей на МОП ПТ практически не влияет на нестабильность переднего фронта импульса, которая в большей мере определяется стабильностью временного положения управляющих импульсов на выходе СУЗ и ГР.

Для удовлетворительной работы генераторного устройства типа магнетрона в большинстве случаев достаточно, чтобы спад вершины к концу импульса не превышал 1%, то есть:

$$\delta = \frac{U_c(0) - U_c(\tau)}{U_c(0)} \leq 10^{-2}. \quad (6)$$

Выражение (6) определяет величину ёмкости высоковольтного накопительного конденсатора C_{нак}. За время импульса t амплитуда напряжения на нагрузке уменьшается на величину:

$$\Delta U = E_{шт} \frac{\tau}{\left(\frac{U_P}{I_P} + NR_{ds,он}\right)C_{нак}}. \quad (7)$$

Приняв U_c(0) = E_{шт} и U_c(0) - U_c(t) = ΔU, из (6) и (7) получим:

$$C_{нак} \geq \frac{\tau}{\left(\frac{U_P}{I_P} + NR_{ds,он}\right)\delta}. \quad (8)$$

Как следует из анализа схемы рисунка 2, напряжение E_{шт} должно превышать U_P на величину падения напряжения ΔU_{sw} на сопротивлении R_{sw,он}:

$$\Delta U_{sw} = NR_{ds,он}I_P. \quad (9)$$

Применение описанных выше принципов построения импульсных модуляторов позволяет значительно повысить их эффективность и надёжность по сравнению с традиционно применяемыми схемотехническими решениями. В качестве примера на рисунке 3 показана практическая реализация твердотельного двухтактного модулятора со встроенным высоковольтным источником электропитания для магнетрона диапазона 3 мм с напряжением на аноде 11,5 кВ и импульсным током 12 А. Модулятор формирует импульсы длительностью 80...150 нс при минимальной скважности 500.

Несмотря на бесспорные достоинства, описанные выше твердотельные

Типовые параметры МОП ПТ третьего поколения

Наименование	Обозначение	Значение
Пороговое напряжение, В	U ₀	4
Входная ёмкость, нФ	C ₁₁	1,5...3
Проходная ёмкость, пФ	C ₁₂	20...50
Крутизна, А/В	S ₀	3...6
Сопротивление канала в открытом состоянии, Ом	R _{ds,он}	2...10
Амплитуда напряжения на затворе, В	U _{gs}	20

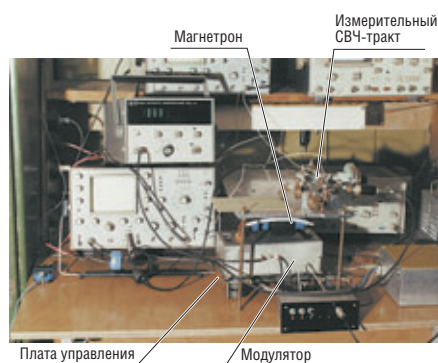


Рис. 3. Практическая реализация твердотельного двухтактного модулятора со встроенным высоковольтным источником электропитания

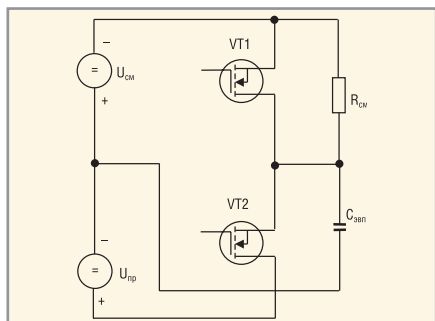


Рис. 4. Традиционная схема твердотельного двухтактного импульсного модулятора управляющего электрода ЭВП

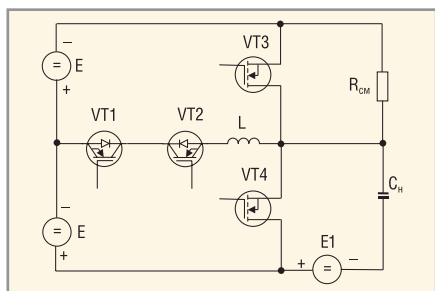


Рис. 5. Схема твердотельного двухтактного импульсного модулятора с резонансным переключением

модуляторные схемы не свободны от важнейшего недостатка, связанного с большими потерями на высоких частотах повторения импульсов.

Проблема получения высокой (более 100 кГц) частоты повторения импульсов (ЧПИ) в модуляторах усилительных и генераторных электровакуумных СВЧ-приборов (ЛБВ, клистронов, магнетронов и т.п.) является очень актуальной, поскольку определяет возможность реализации высоких тактико-технических характеристик современных радаров. Она заключается в необходимости отвода большой мощности рассеивания от ключевых элементов модулятора, находящихся в гермообъёме под высоким потенциа-

лом (10...150 кВ) при жёстких требованиях к массе и габаритам радиопередающего устройства. Особенно это актуально для бортовой аппаратуры летательных аппаратов [1, 2].

Для вычисления потерь рассмотрим схему двухтактного импульсного модулятора управляющего электрода ЭВП (ЛБВ, клистрон и т.п.), упрощённый вид которой приведён на рисунке 4.

На схеме обозначены: U_{cm} , $U_{пр}$ – источники электропитания смещения и превышения (отпирания) управляющего электрода соответственно, VT1, VT2 – ключевые элементы, обеспечивающие поочерёдную подачу на управляющий электрод соответствующих потенциалов, $C_{эвп}$ – ёмкость катода – управляющий электрод электровакуумного прибора, которая в современных электровакуумных приборах имеет величину 50...300 пФ, R_{cm} – резистор, обеспечивающий выдачу напряжения смещения в паузе.

Динамические потери, возникающие при перезарядке выходной ёмкости модулятора $C_0 = 2C_{cm}$ и ёмкости электровакуумного прибора $C_{эвп}$, определяются соотношением:

$$P_1 = (C_0 + C_{эвп})(|U_{cm}| + |U_{пр}|)f, \quad (10)$$

где f – частота повторения импульсов. Значение $(|U_{cm}| + |U_{пр}|)$ может меняться от 1...3 кВ (ЛБВ) до 20 кВ (гироклистроны). Очевидно, что при частотах повторения импульсов (100...1000 кГц) рассеиваемая на ключевых элементах мощность достигает 100...2000 Вт.

Идея значительного снижения динамических потерь заключается в переводе части мощности, выделяемой при коммутации паразитной ёмкости, в реактивную составляющую. Схема, реализующая данный принцип, приведена на рисунке 5, где обозначены: E – источники напряжения канала смещения, $E = (|U_{cm}| + |U_{пр}|)/2$, $E1 = U_{пр}$ – источник напряжения превышения, VT1, VT2 – ключевые транзисторы двунаправленного коммутатора, VT3, VT4 – ключевые транзисторы фиксации напряжения на вершине импульса и в паузе, L – катушка индуктивности, $C_n = C_0 + C_{эвп}$ – эквивалентная ёмкость нагрузки модулятора.

В исходном состоянии C_n заряжена через R_{cm} до уровня напряжения смещения $U_{cm} = 2E - E1$; VT1...VT4 закрыты. В момент прихода импульса VT2 открывается и C_n начинает разряжаться через VT2, катушку индуктивности

L и встроенный диод транзистора VT1. Этот разряд имеет резонансный характер с амплитудой, приблизительно равной удвоенному перепаду напряжения $2E$ на последовательном контуре LC_n . Таким образом, через четверть периода свободных колебаний в контуре LC_n напряжение на нагрузке C_n достигает величины $E1$. В этот момент открывается транзистор VT4 и фиксирует это напряжение (формируется вершина импульса).

Отметим, что к моменту открывания VT4 напряжение на нём близко к нулю, поэтому процесс его включения происходит практически без потерь. Транзистор VT2 должен закрыться к моменту окончания импульса. В момент окончания импульса VT4 закрывается, а VT1 открывается, обеспечивая через встроенный диод транзистора VT2 перепад напряжения на контуре LC_n , равный E . Через четверть периода свободных колебаний в контуре напряжение на нагрузке C_n достигает величины $2E - E1$. В этот момент открывается транзистор VT3 и фиксирует это напряжение (формируется пауза). К моменту открывания VT3 напряжение на нём близко к нулю, поэтому процесс его включения происходит практически без потерь. При скважности более 2 транзистор VT3 может закрываться, а смещение будет обеспечиваться через высокоомный резистор R_{cm} .

Процесс формирования фронта (спада) импульса описывается нелинейным дифференциальным уравнением, в правой части которого стоит функция, описывающая форму импульса на формирующем контуре, вида:

$$U_{LC}(t) = E(1 - e^{-\beta t}), \quad (11)$$

где β – коэффициент, определяющий длительность фронта. График функции (11) приведён на рисунке 6.

Дифференциальное уравнение для схемы рис. 5 имеет вид:

$$\frac{d^2 U}{dt^2} + 2\alpha \frac{dU}{dt} + \omega_0^2 U = \omega_0^2 E(1 - e^{-\beta t}). \quad (12)$$

Решение уравнения (12):

$$U(t) = E \left[\left(1 - \frac{\omega_0^2}{(\beta - \alpha)^2 + \omega_0^2} \right) e^{-\beta t} - \left(1 - \frac{\omega_0^2}{(\beta + \alpha)^2 + \omega_0^2} \right) e^{-\alpha t} \cos \omega_0 t - \left(\frac{\alpha}{\omega_0} + \frac{(\beta - \alpha)\omega_0^2}{(\beta + \alpha)^2 + \omega_0^2} \right) e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t \right],$$

где $\omega_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$, $\alpha = \frac{R}{2L}$ – эквивалентное сопротивление двунаправленного

ключа VT1, VT2 в открытом состоянии, $\omega_c = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$. График выражения (13) приведён на рисунке 6 (сплошной линией) для следующих значений: $R = 0,5$ Ом, $L = 4$ мкГн, $C_H = 300$ пФ, $\beta = 2 \times 10^8$. Как видно из рисунка 6, длительность фронта формируемого импульса по уровню 0,1...0,9 составляет 100 нс, а его амплитуда практически равна удвоенной амплитуде импульса возбуждения.

При заданных длительности фронта выходного импульса t_Φ и величине C_H значение L находится по формуле:

$$L = \frac{t_\Phi^2}{\pi^2 C_H}. \quad (14)$$

На рисунке 6 пунктиром показана форма контурного тока $i_k(t)$.

Максимум ток достигает в момент времени, равный:

$$t_1 = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC_H}. \quad (15)$$

Очевидно, что необходимое условие получения максимальной амплитуды импульса имеет вид:

$$t_\Phi \leq \frac{\pi}{2} \sqrt{LC_H}, \quad (16)$$

где t_Φ – длительность фронта импульса, возбуждающего формирующий контур. Физически это означает, что формирование возбуждающего импульса должно полностью завершиться до момента достижения контурным током своего максимума. Если $\alpha/\omega_c \ll 1$ и выполняется условие (16), то выражение для тока на интервале формирования фронта можно записать в виде:

$$i_k(t) = E \sqrt{\frac{C_H}{L}} e^{-\alpha t} \sin \omega_c t, \quad 0 \leq t \leq t_\Phi. \quad (17)$$

Максимальное значение контурного тока

$$I_{kmax} = E \sqrt{\frac{C_H}{L}} e^{-\frac{\pi}{4} R \sqrt{\frac{C_H}{L}}}. \quad (18)$$

Рассмотрим потери, возникающие в данной схеме. Их можно разделить на динамические и статические. Динамические потери обусловлены перезарядом выходной ёмкости C_{22} транзисторов двунаправленного ключа VT1, VT2:

$$P_{дин} = C_{22} E^2 f. \quad (19)$$

Статические потери обусловлены протеканием контурного тока (17)

через эквивалентное сопротивление транзисторов VT1, VT2:

$$P_{ст} = \frac{2}{T} \int_0^{t_\Phi} i_k^2(t) R dt = \frac{t_\Phi}{T} \frac{E^2 C_H (R+r)}{L}, \quad (20)$$

где $T = 1/f$ – период повторения импульсов, r – активное сопротивление дросселя L .

Таким образом, полные суммарные потери в транзисторах схемы рис. 5:

$$P_2 = \left(C_{22} + \frac{t_\Phi C_H (R+r)}{L} \right) E^2 f. \quad (21)$$

Для сопоставления величин потерь в схемах рис. 4 и рис. 5, с учётом (15), запишем формулы (10) и (21) в следующем виде:

$$P_1 = C_H [|U_{cm}| + |U_{пр}|]^2 f, \quad (22)$$

$$P_2 = \frac{1}{4} (C_{22} + C_H \pi \frac{R+r}{\rho}) [|U_{cm}| + |U_{пр}|]^2 f \quad (23)$$

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{1}{4} \left(\frac{C_{22}}{C_H} + \pi \frac{R+r}{\rho} \right), \quad (24)$$

$$\text{где } \rho = \sqrt{\frac{L}{C_H}}.$$

Как следует из выражения (24), схема, приведённая на рисунке 5, обеспечивает значительное снижение потерь по сравнению с традиционной. Например, при $(|U_{cm}| + |U_{пр}|) = 3000$ В, $f = 250$ кГц (прямоугольные импульсы типа «меандр»), $t_\Phi = 100$ нс, $C_{эвп} = 200$ пФ, $L = 4$ мкГн, $R + r = 0,5$ Ом, $C_{22} = 50$ пФ (четыре последовательно соединённых IGBT с выходной ёмкостью 200 пФ каждый), суммарная рассеиваемая мощность в традиционной схеме (см. рис. 4) $P_1 = 675$ Вт, а в схеме на рисунке 5 $P_2 = 30,4$ Вт.

Как следует из выражения (24), для получения минимальной рассеиваемой мощности необходимо выполнение условия:

$$\frac{R+r}{\rho} \ll 1. \quad (25)$$

Как правило, характеристическое сопротивление контура $\rho = 100...200$ Ом; современные высоковольтные MOSFET имеют сопротивление в открытом состоянии $r_{си} = 2...10$ Ом, при этом сопротивление одного ключа может достигать 50 Ом. Это не позволяет в полной мере реализовать преимущества квазирезонансного переключения. Поэтому в качестве ключей VT1, VT2 в схеме на рисунке 5 целесообразно использовать высоковольт-

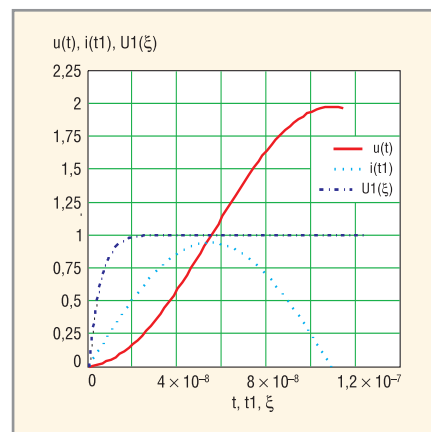


Рис. 6. Графики сигналов в модуляторе с резонансным переключением.

Пунктир – контурный ток, штрих-пунктир – напряжение на контуре, сплошная линия – фронт напряжения на нагрузке

ные IGBT, у которых эквивалентное сопротивление в открытом состоянии составляет 0,03...0,06 Ом [3], что полностью удовлетворяет условию (25).

Таким образом, применение современной полупроводниковой элементной базы, а также использование передовых схемотехнических решений позволяет разрабатывать и конструировать высоконадёжные малогабаритные импульсные модуляторы для нужд радиолокации и других областей, где требуется формирование мощных высоковольтных импульсов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Полищук А.Г. и др. Высокоэффективные источники вторичного электропитания радиопередающих устройств СВЧ. Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана, спецвыпуск «Радиоэлектроника», № 4(41). М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2000.
2. Brown P.D., Casey J.A. Improvements in Radar Transmitter Performance and Reliability Using High Voltage Solid-State Modulators and Power Supplies. 2002 IEEE International Radar Conference, April 2002.
3. Силовые полупроводниковые приборы. Книга по применению. Пер. с англ. Под ред. В.В. Токарева. Воронеж, 1995.
4. Казанцев В.И., Полищук А.Г. Источники питания с резонансными инверторами для выходных каскадов радиопередающих устройств. Синтез, передача и приём сигналов управления и связи. Межвузовский сборник научных трудов. Воронеж: ВГУ, 1997. С. 176–185.

