

РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК  
Ордена Ленина Сибирское отделение  
ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ им. Г.И. Будкера

А.И. Ерохин, А.С. Медведко, Д.Н. Скоробогатов

ЧЕТЫРЕХКВАДРАНТНЫЙ  
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ,  
600 В, 500 А

ИЯФ 2006-36

Новосибирск  
2006

# **Четырехквadrантный преобразователь напряжения, 600 В, 500 А**

*А.И. Ерохин, А.С. Медведко, Д.Н. Skorobogatov*

Институт ядерной физики им. Будкера СО РАН  
630090, Новосибирск, Россия

## **Аннотация**

В работе описывается система питания, основанная на регуляторах, выполненных по полумостовой схеме с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) с использованием современных силовых IGBT ключей. Данная система позволяет обеспечивать четырехквadrантный режим работы с выходным напряжением до 600В и током до 500А. Схема управления основана на Цифровом Сигнальном Процессоре и обеспечивает все необходимые измерения, блокировки, генерацию сигналов ШИМ и связь с компьютером.

## **Four quadrant 600 V, 500 A, voltage converter**

*A.I. Erokhin, A.S. Medvedko, D.N. Skorobogatov*

## **Abstract**

The power supply system based on half-bridge pulse – width modulation (PWM) system with modern IGBT is described. Such system allows have four quadrant mode operation with output voltage up to 600V and output current up to 500A. Control system is based on Digital Signal Processor and it provides all needed measurements, interlocks, PWM signals generation and link with personal computer.

---

## 1. Введение

В одной из лабораторий, занимающейся физикой плазмы, (Сан-Диего, США) разрабатывается осесимметричная установка со скрещенными квазистационарными электрическими и магнитными полями. [1, 2]. В этой установке на торцах объема размещены две группы электродов, которые распределяют электрическое поле в плоскости, перпендикулярной оси установки. Каждая группа состоит из десяти электродов, снабженных независимыми источниками питания. Диапазон напряжений, прикладываемых к электродам, лежит в пределах от нескольких десятков вольт до 600 вольт. При этом, в зависимости от условий эксперимента, к некоторым электродам должно прикладываться положительное напряжение, а к некоторым отрицательное. Более того, в силу сложного распределения плотности тока электронов и ионов в плазме, ток через электроды может быть обоих направлений, как от «+» к «-», так и наоборот. Максимальная величина тока может достигать 500 А. Все эти обстоятельства привели к необходимости создания четырехквadrантных источников питания электродов. Диапазон выходных напряжений источников должен регулироваться в пределах до  $\pm 600$  В и диапазон токов должен быть до  $\pm 500$  А. При этом в первом приближении, уровень выходного тока не определяется величиной напряжения на электроде.

## 2. Система питания электродов

Система питания электродов установки со скрещенными полями базируется на двух группах регуляторов (стабилизаторов) напряжения. Каждая группа регуляторов состоит из 10 полумостовых преобразователей, обеспечивающих диапазон выходных напряжений, прикладываемых к электродам, до  $\pm 600$  В и постоянный ток до  $\pm 500$  А. В силу сложности нагрузки (низкотемпературной плазмы) возможны режимы, когда одна группа преобразователей, питающих электроды с одной стороны объема, обеспечивает прямой ток, а другая группа преобразователей, питающая противоположные электроды, должна обеспечивать обратный ток при положительной полярности выходного напряжения (Рис.1). Таким образом, преобразователи должны быть способны работать во всех четырех квадрантах.

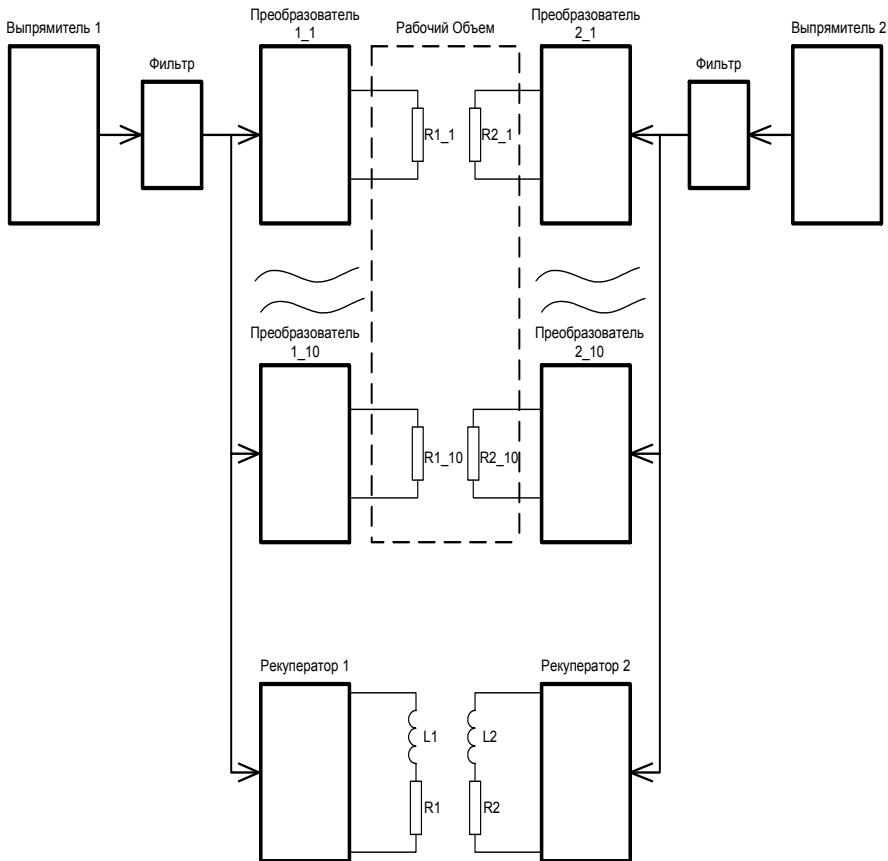


Рис. 1.

Однако, поскольку входное напряжение питания преобразователей обеспечивается тиристорными выпрямителями, то, при возникновении в преобразователях токов обратного направления вполне может возникнуть ситуация, в которой суммарная величина этих токов превышает величину прямого тока, отдаваемого выпрямителем [3]. В этом случае начинает накапливаться излишняя энергия во входных фильтрующих конденсаторах (C1, C2, Рис.2), приводя к перенапряжению на них.

Дополнительную сложность вносит то обстоятельство, что в ШИМ – регуляторе, в силу индуктивного характера нагрузки, ток нагрузки  $I_0$  не может быть прерван, когда Q1 размыкается. Поэтому на время «паузы» ШИМ – сигнала возникает ток  $I_1 = I_0$ , протекающий через обратный диод

транзистора  $Q2$  и направленный в обратном направлении по отношению к тиристорам входного выпрямителя. В результате ток  $I_1$  замыкается через фильтрующие конденсаторы в отрицательной полярности питания. Аналогичный процесс происходит и при размыкании ключа  $Q2$ , при этом ток замыкается через фильтрующие конденсаторы в положительной полярности.

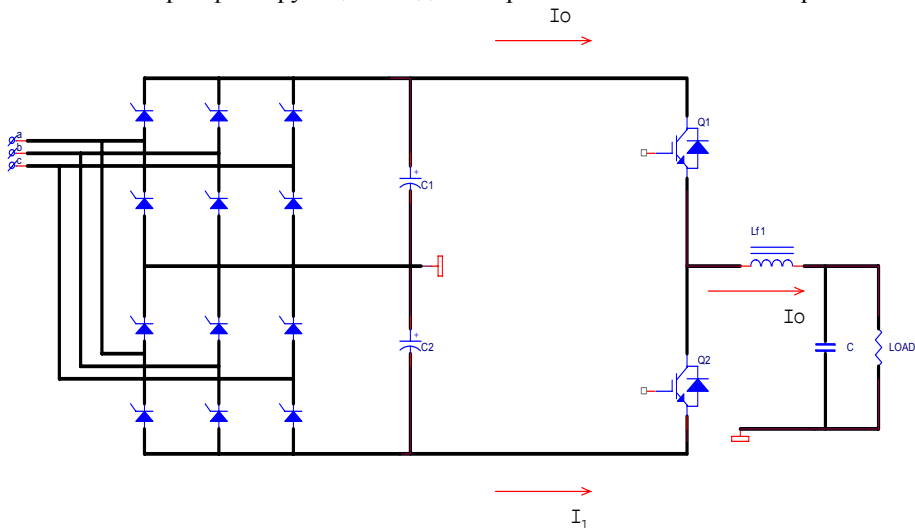


Рис. 2.

Величина этого тока:

$$\langle I_{rev} \rangle = \frac{U_{in}}{R_{load}} \cdot \left(1 - \frac{2\tau}{T}\right) \cdot \frac{\tau}{T}.$$

После небольших вычислений можно найти, что максимальный ток:

$$\langle I_{rev} \rangle_{\max} = \frac{I_{load \max}}{8}$$

при  $\tau = \frac{T}{4}$ .

Этот ток, заряжая входные фильтрующие конденсаторы, также приводит к возникновению перенапряжения на входных шинах.

Для предотвращения этих перенапряжений в каждую группу преобразователей включен так называемый Рекуператор. На его входе производится сравнение питающих напряжений положительной и отрицательной полярности. По их разности можно судить, который из источников нагружен, а который работает с превышением встречного тока. Рекуператор по этому разностному сигналу перебрасывает излишнюю

энергию, запасенную в фильтрующих конденсаторах одной из полярностей в конденсаторы источника другой полярности, в котором потребляемый ток преобладает над «возвращаемым».

### 3. Преобразователь (схемные решения)

Упрощенная схема Преобразователя представлена на Рис.3. Каждый Преобразователь является импульсным источником напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Силовая часть Преобразователя состоит из полумоста, образованного двумя IGBT с драйверами, и фильтра. Следует сразу заметить, что конструктивно эти узлы для каждого канала выполнены в виде отдельных блоков. Так же отдельно выполнена схема управления (Контроллер) с измерительными схемами и устройствами блокировок.

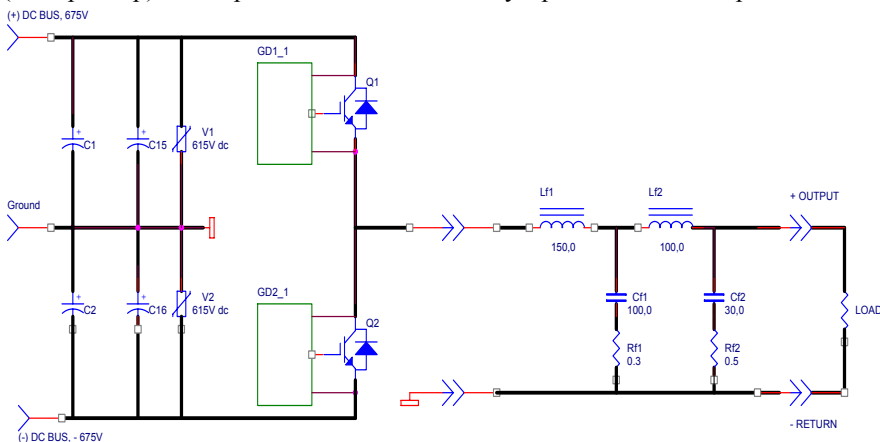


Рис. 3. Силовая схема Преобразователя.

При симметричном напряжении входного питания  $\pm U_{in}$  и симметричном ШИМ среднее значение выходного напряжения равно:

$$\langle U_{load} \rangle = U_{in} \cdot \left( 1 - \frac{2\tau}{T} \right),$$

где  $T = 1/F_{clock}$  – период ШИМ;  $\tau$  временной интервал, когда  $Q1$  открыт. Среднее значение выходного тока:

$$\langle I_{load} \rangle = \frac{U_{in}}{R_{load}} \cdot \left( 1 - \frac{2\tau}{T} \right),$$

$\langle U_{load} \rangle$ ;  $\langle I_{load} \rangle$  – среднее значение выходного напряжения и тока преобразователя соответственно.

Здесь стоит заметить, что рабочая частота Преобразователя выбрана 10кГц, что является максимально возможной частотой с точки зрения тепловых потерь в выбранных IGBT [5].

Для усреднения выходного напряжения и для сглаживания пульсаций ШИМ – сигнала в преобразователе применен фильтр 4-го порядка (Рис.3). Для демпфирования резонансов в его цепях, при работе Преобразователя без нагрузки, последовательно с емкостями фильтра С1 и С2 установлены сопротивления R1 и R2.

АЧХ и ФЧХ ненагруженного и нагруженного фильтра показаны на Рис.4 и Рис.5 соответственно.

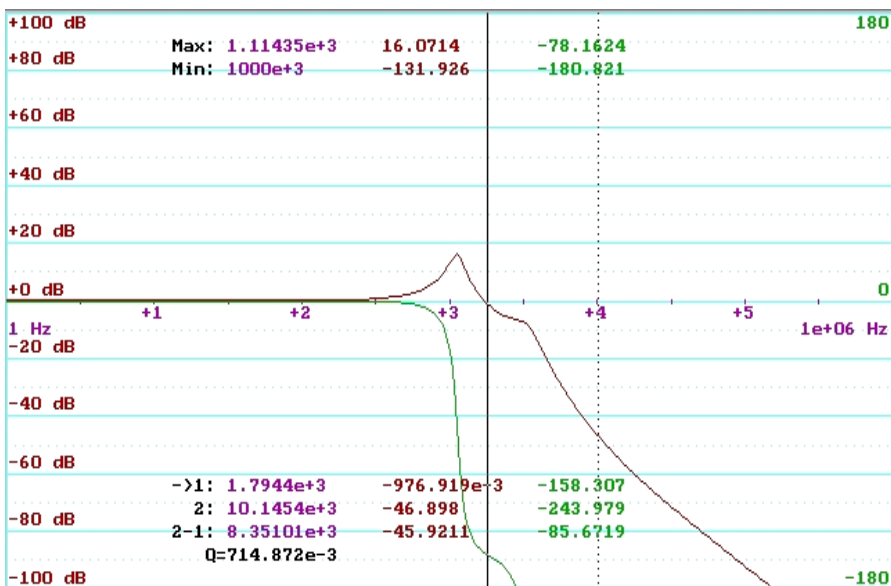


Рис.4. АЧХ и ФЧХ ненагруженного фильтра.

#### 4. Некоторые энергетические (конструктивные) особенности Преобразователя

##### *Схема подавления коммутационных перенапряжений.*

Как известно, для эффективной работы ШИМ – преобразователей их ключи коммутируют токи и напряжения со временами в десятые доли микросекунд. Это означает, что при проектировании необходимо учитывать многие паразитные индуктивности и емкости реальной конструкции, процессы в которых могут вызывать перенапряжения в одних элементах схем и появление экстратоков в других.

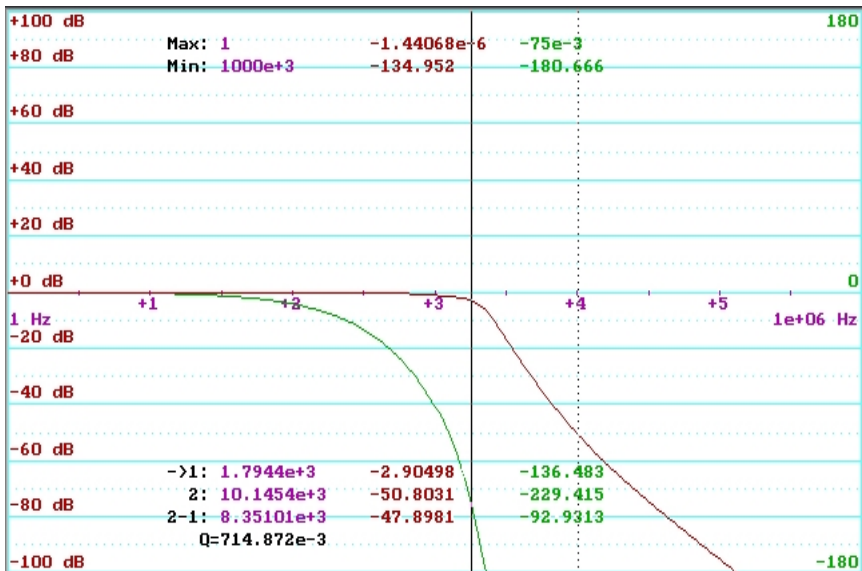


Рис. 5. АЧХ и ФЧХ фильтра с нагрузкой  $R = 1.2 \text{ Ом}$ .

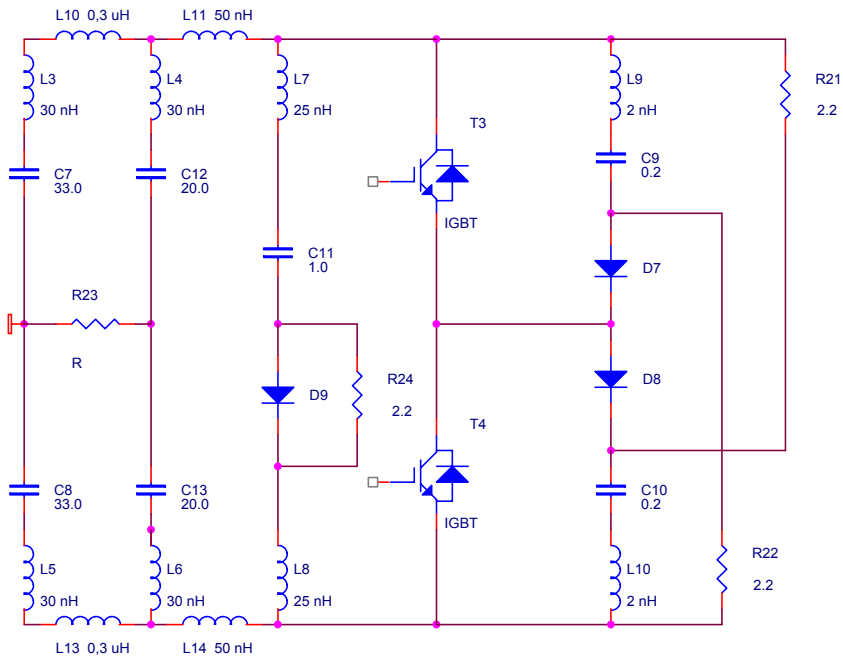


Рис. 6. Схема подавления коммутационных перенапряжений.



В качестве силовых ключей использовались IGBT модули типа FZ1200R17KF6C (EUPEC) с драйверами IGD515E (СТ Concept), как для Преобразователя, так и для Рекуператора. Для достижения приемлемого уровня переходных процессов для токов и напряжений IGBT была применена система снабберов, показанная на Рис.6. Она состоит из C9, D7, R22 для T3; C10, D8, R21 для T4 и C11, D9, R24 между «+» и «-» входными шинами. Конденсаторы C7, C12, C8 и C13 компенсируют влияние паразитных индуктивностей входных кабелей питания. Все индуктивности, показанные на рисунке, являются паразитными.

Ожидаемое перенапряжение для данной схемы:

$$\Delta U = I_{load} \cdot \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} = 500 \text{ A} \cdot \sqrt{\frac{25 \text{ nH}}{200 \text{ nF}}} = 180 \text{ V}.$$

Такой уровень перенапряжений является вполне приемлемым для используемых IGBT с паспортным рабочим напряжением 1700В при максимальном статическом напряжении на ключе  $2 \times 600 \text{ В} = 1200 \text{ В}$ .

### ***Энергетика и мощности, рассеиваемые на элементах (некоторые параметры элементов силовых цепей).***

#### Характеристики фильтра:

Дроссель L1, будучи первым плечом фильтра, является его наиболее напряженным элементом. Его индуктивность 150 мкГн, максимальный размах напряжения 1300 В (полное входное напряжение питания), максимальное значение постоянного тока 500 А.

Для дросселя фильтра использовался сердечник из ленты 25 мкм из аморфного сплава с габаритными размерами 40×80×200 мм.

Максимальная величина индукции подмагничивания постоянным током:

$$B = \frac{LI}{wS} = \frac{150 \mu\text{H} \cdot 500 \text{ A}}{30 \cdot 40 \cdot 80 \cdot 10^{-6} \text{ мм}} = 0.78 \text{ T}$$

и максимальное значение импульсной магнитной индукции

$$\Delta B = \frac{\Delta U \Delta t}{wS} = \frac{1300 \text{ V} \cdot 50 \mu\text{с}}{30 \cdot 40 \cdot 80 \cdot 10^{-6} \text{ мм}} = 0.68 \text{ T}.$$

Но в силу симметричности ШИМ величины B и ΔB никогда не будут иметь максимальное значение одновременно.

#### Потери внутри сердечника:

При рассчитанной импульсной магнитной индукции ΔB = 0.68 Т потери составляют не более 20 Вт/кг и в целом составляют не более 200 Вт.

### Омические потери:

С целью избежать потерь при возникновении токов Фуко для обмотки дросселя использовался литцендрат. Обмотка Рекуператора состояла из трех проводов литцендрата сечением  $40 \text{ мм}^2$  каждый, полное сопротивление обмотки равняется приблизительно 2 мОм. При этом омические потери в обмотке составили порядка 500 Вт.

Максимальное значение среднего тока через резистор R1 составляет около 70 А при скважности Преобразователя 50% и соответственно рассеиваемая мощность на резисторе около 1400 Вт. Мощность, рассеиваемая на резисторе R2 много меньше ввиду уже ослабленных первым фильтром пульсаций в напряжении. Также в сравнительно более легком режиме работает и дроссель фильтра L2.

### Тепловые потери на IGBT:

Потери на переключение транзисторов за один период ШИМ составляют  $E_{\text{sum}} = E_{\text{on}} + E_{\text{off}} + E_{\text{rec}} = 470 \text{ мДж}$ . [4].

Учитывая статические потери  $P_{\text{st}} = U_{\text{fwd}} \cdot I = 850 \text{ Вт}$ , получаем максимальную мощность, рассеиваемую на транзисторе  $P = E_{\text{sum}} \cdot f + P_{\text{st}} = 5.55 \text{ кВт}$ .

Для обеспечения необходимого теплоотвода от транзисторов использовались медные водоохлаждаемые радиаторы, позволяющие поддерживать температуру корпуса транзистора в пределах  $+25^\circ\text{C}$ , и обеспечивающие перепад температуры несколько градусов.

## **5. Рекуператор (схемные решения)**

Как уже упоминалось выше, схемное решение, силовые элементы и управляющая электроника Рекуператора, выбраны те же, что и для Преобразователя.

Для Рекуператора также выбрана полумостовая схема с нагрузкой в виде индуктивности  $L_f$  и сопротивления  $R_{\text{dump}}$  (Рис.7). Управляющим сигналом в данном случае служит напряжение со средней точки делителя R1, R2, измеряющего разность напряжений на входных шинах. Этот сигнал управляет ключами Q1 и Q2 через Контроллер. Увеличение входного напряжения вследствие обратного тока меняет сигнал ШИМ таким образом, чтобы создать ток в индуктивности  $L_f$  Рекуператора, а затем накопленную в ней энергию передать во входные фильтрующие емкости, стоящие в обратной полярности. Таким образом, дополнительная энергия, запасенная в емкостях одной полярности, перекачивается во входные емкости обратной полярности. Сопротивление  $R_{\text{dump}}$  необходимо для ограничения максимального тока в Рекуператоре.

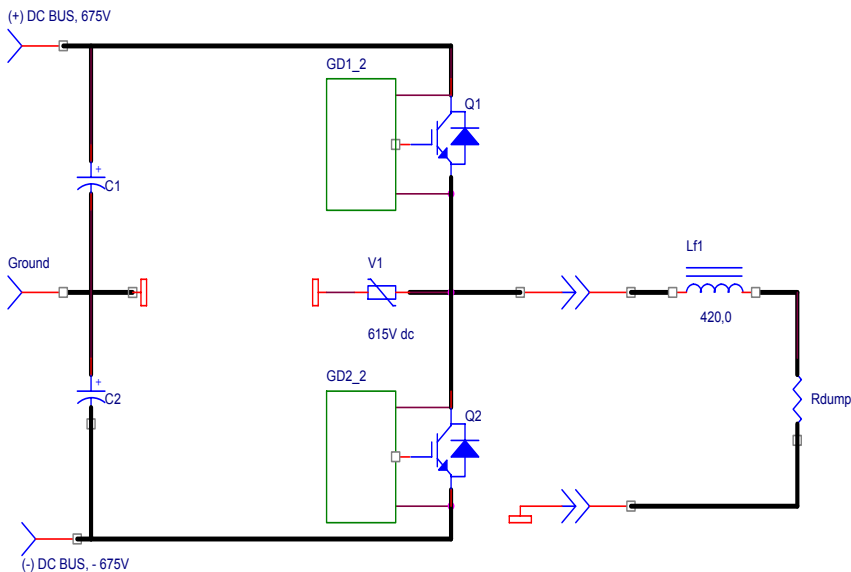


Рис. 7. Силовая схема Рекуператора.

## 6. Контроллер, система защиты и измерения

Плата Контроллера является центральным управляющим узлом Преобразователя с интегрированными в нее функциями аналоговых измерений, системы обратной связи, системы защиты и связи с компьютером. Плата Контроллера функционально разбита на цифровую и аналоговую части.

**Цифровая часть Контроллера** основана на Сигнальном Процессоре TMS320LF2407APGEA (Texas Instruments) и программируемой логике ALTERA EPM3064ATC44-10. Эта часть Контроллера работает с частотой внутреннего задающего генератора 40 МГц и выполняет следующие функции:

- Синхронизация всех процессов.
- Преобразование “входного сигнала ошибки” в сигналы ШИМ. Частота ШИМ для Преобразователя выбрана 10 кГц и 5 кГц для Рекуператора. Выбор частоты происходит автоматически при установке контроллера в блок Преобразователя или Рекуператора.
- Организация необходимых временных задержек для управления верхним и нижним ключами полумоста и распределением сигналов ШИМ между драйверами транзисторов.

- Преобразование аналоговых сигналов в цифровую форму, используя внутренний 12-канальный АЦП. Внутренняя частота преобразования АЦП 40 кГц.
- Генерация сигналов защиты (блокировки) при превышении аналоговыми сигналами предельно допустимых значений.
- Сбор всех внешних блокировок и генерация необходимых функций защиты и сигнализации.
- Генерация сигнала опоры для Преобразователя при помощи выделенного канала ЦАП-ШИМ.
- Выбор режима внешнего или внутреннего опорного сигнала для Преобразователя
- CAN-bus интерфейс для связи с компьютером.

***Аналоговая часть:***

- Масштабирование всех входных сигналов и накопление их во входном буфере АЦП.
- Организация петли обратной связи для Преобразователя и Рекуператора и схемы коррекции сигнала ошибки.
- Обеспечение дифференциального измерения различных сигналов.

***Обеспечено измерение следующих аналоговых величин:***

1.  $+U_{\text{bus}}$  – положительное входное напряжение.
2.  $-U_{\text{bus}}$  – отрицательное входное напряжение.
3.  $U_{\text{conv}}$  – выходное напряжение Преобразователя для обратной связи.
4.  $U_{\text{load}}$  – выходное напряжение фильтра для измерений и для обратной связи.
5.  $I_{\text{load}}$  – выходной ток.

Выходной ток  $I_{\text{load}}$  измеряется с помощью датчика тока LEM, выходное напряжение которого пропорционально  $I_{\text{load}}$ . Все напряжения измеряются при помощи делителей, и после фильтрации на Плате Фильтров подаются на аналоговые входы Контроллера.

Все аналоговые входы изолированы от основной части контроллера при помощи изолирующих усилителей ISO124. Первичная сторона ISO124 питается от маломощных DC-DC преобразователей PEAK P6MU-1212Z. Выходные сигналы с ISO124 масштабируются усилителями TLE2142 и подаются на интегрированное в DSP АЦП.

Независимо напряжения  $U_{\text{conv}}$  и  $U_{\text{load}}$  сравниваются с опорными напряжениями  $U_{\text{ref}}$  для получения сигнала ошибки  $(U_{\text{conv}} - U_{\text{ref}})$  и  $(U_{\text{load}} - U_{\text{ref}})$ , которые поступают на плату коррекции, вставленную через разъем непосредственно на плату Контроллера. Скорректированный сигнал ошибки поступает на АЦП и используется для формирования сигналов управления силовыми ключами.

### **Блокировки:**

Контроллер собирает и анализирует следующие сигналы защиты:

- ошибка драйвера верхнего ключа полумоста;
- ошибка драйвера нижнего ключа полумоста;
- температура радиатора;
- системная ошибка;
- превышение допустимого напряжения  $+U_{bus}$ ;
- превышение допустимого напряжения  $-U_{bus}$ ;
- превышение допустимого напряжения  $U_{conv}$ ;
- превышение допустимого напряжения  $U_{load}$ ;
- превышение допустимого тока  $I_{load}$ .

Стоит заметить, что платы Контроллера и обратной связи выполнены одинаковыми как для Преобразователя, так и для Рекуператора. На ответных разъемах Контроллера устанавливаются специальные переключки для определения режима работы – Преобразователя или Рекуператора.

## **7. Система обратной связи**

Для стабилизации выходного напряжения использовалась обратная связь по напряжению, измеренному в двух точках системы: на выходе Преобразователя и на выходе Фильтра. Такая двухпетлевая обратная связь выбрана не случайно. Основанием для этого является большой, четвертый, порядок фильтра, что приводит к проблемам с обеспечением устойчивости во всем необходимом диапазоне частот. Одна петля, по выходному напряжению Преобразователя, обеспечивает верхний частотный диапазон стабилизации. Вторая же петля, по выходному напряжению фильтра, обеспечивает стабилизацию напряжения в нижней области частотного диапазона. При этом, учитывая, что выходное напряжение Преобразователя есть импульсное напряжение, в цепи измерения этой величины также установлены фильтры высокого порядка. В цепи измерения выходного напряжения фильтра установлены фильтры всего лишь первого порядка. Опорное напряжение для системы стабилизации вырабатывается в блоке Контроллера канала Преобразователя либо, по команде Контроллера, для этой цели может быть использован внешний аналоговый сигнал. Полученный сигнал ошибки подается на плату коррекции установленную через дополнительный разъем на плату Контроллера. Скорректированный сигнал ошибки измеряется АЦП, встроенным в сигнальный процессор, после чего генерируется необходимый сигнал ШИМ для управления силовыми ключами Преобразователя.

АЧХ и ФЧХ разомкнутой петли обратной связи приведены на Рис.8.

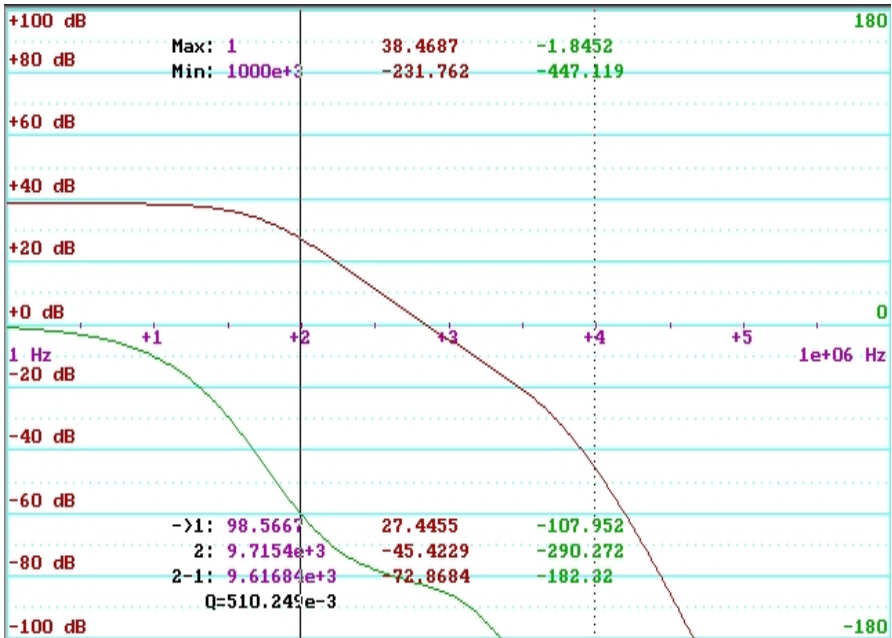


Рис. 8. ФЧХ и АЧХ разомкнутой петли обратной связи.

## 8. Отладочное (Тестовое) программное обеспечение

Программа CanPS была разработана для управления Преобразователем во время испытаний. Программа может быть использована в однооконном и двухоконном (для управления одновременно двумя Преобразователями) режимах. В каждом режиме есть поле для вывода статуса блокировок, измеренных сигналов и их пороговых величин.

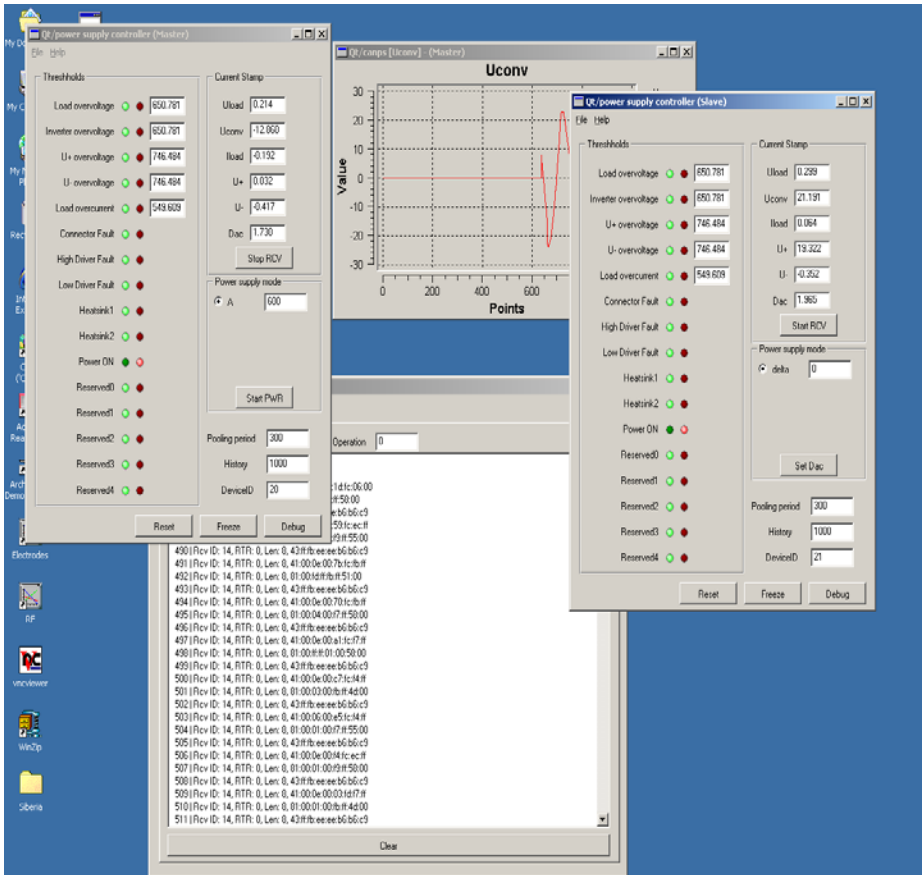


Рис. 9. Экран программы CanPS в двухоконном режиме.

## 9. Результаты испытаний

При организации испытательного стенда для достижения наибольшей реактивной мощности при сравнительно небольшой рассеиваемой мощности была реализована схема Преобразователь-Рекуператор (Рис.10).

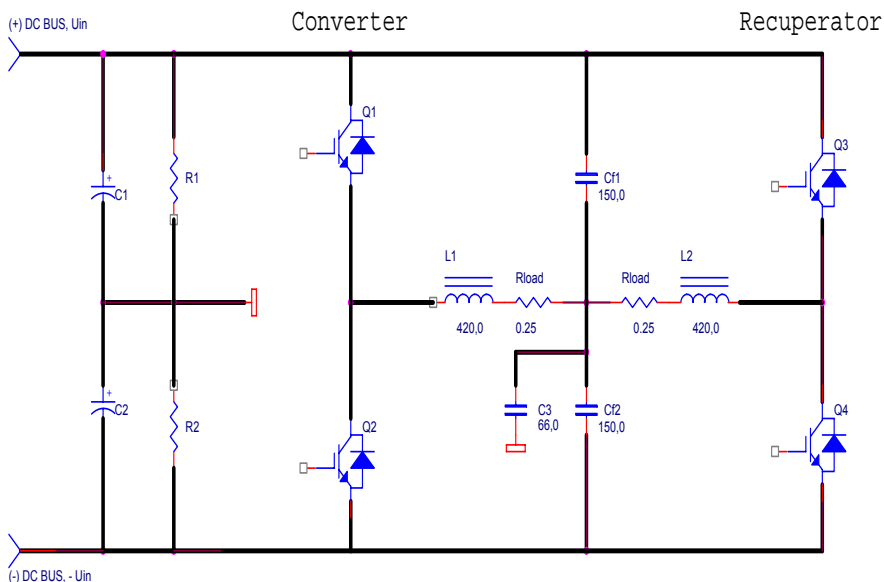


Рис. 10. Схема испытательного стенда.

Источником входного постоянного напряжения являлся трехфазный диодный мост. Входной трансформатор имеет плавную регулировку выходного напряжения в диапазоне от 550 до 1100 В. Выходной ток выпрямителя 500 А.

Средняя точка между C1, C2, R1 и R2 выбрана в качестве «земли» системы управления и измерений. Преобразователь управляется оператором для достижения необходимой выходной мощности. Петля обратной связи сравнивает входное напряжение с напряжением на нагрузке  $R_{load}$  Преобразователя. Ток, достигнутый Преобразователем, «перехватывается» Рекуператором. Рекуператор работает при полностью симметричном ШИМ, где скважность близка к 50%. Этот режим обеспечивается сравнением напряжения на входных шинах и поддержанием нулевой разности между ними с помощью цепи обратной связи Рекуператора. Таким образом, и Преобразователь и Рекуператор могут работать на мощности до 300 кВт, но рассеиваемая мощность при этом определяется сопротивлением нагрузки.



При этом токи Преобразователя и Рекуператора равны по величине и противоположны по направлению. Но каждый из них управляется своим, независимым ШИМ и имеет свои независимые переходные процессы. Общее сопротивление нагрузки менялось от 1 до 0.5 Ом в зависимости от требуемой выходной мощности.

Частота ШИМ как для Преобразователя, так и для Рекуператора была выбрана 5 кГц.

Для измерения тока использовался датчик тока типа LEM с диапазоном измеряемых токов до 1 кА. Ниже на Рис.11-14 приведены типичные осциллограммы процессов, происходящих в Преобразователе и в Рекуператоре.

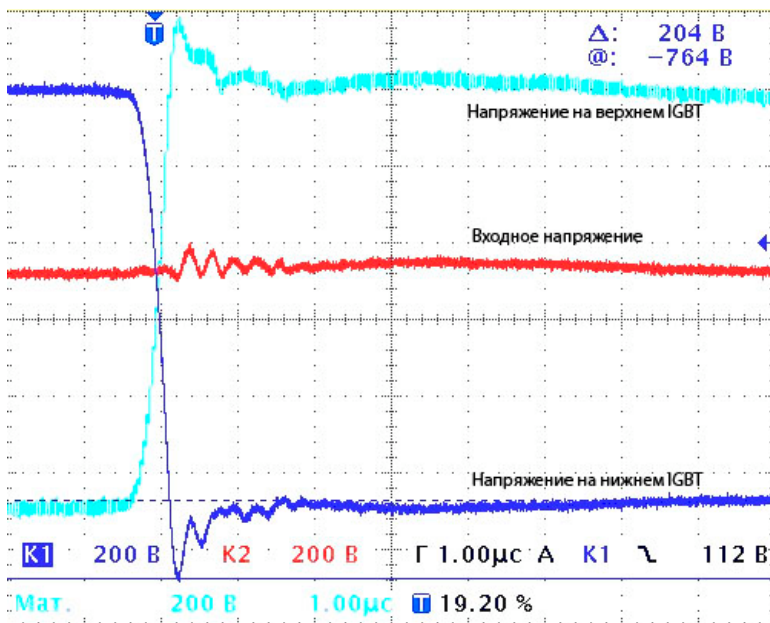


Рис. 11.  $R_{load} = 0.25 \text{ Ом}$ ,  $I_{load} = 500 \text{ А}$ , запыриание ключа.

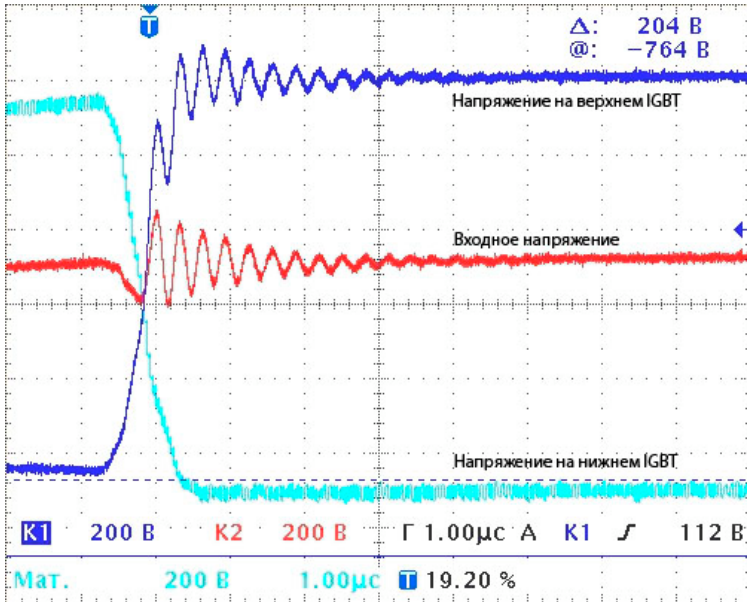


Рис. 12.  $R_{load} = 0.25 \text{ Ом}$ ,  $I_{load} = 500 \text{ А}$ , отпирание ключа.

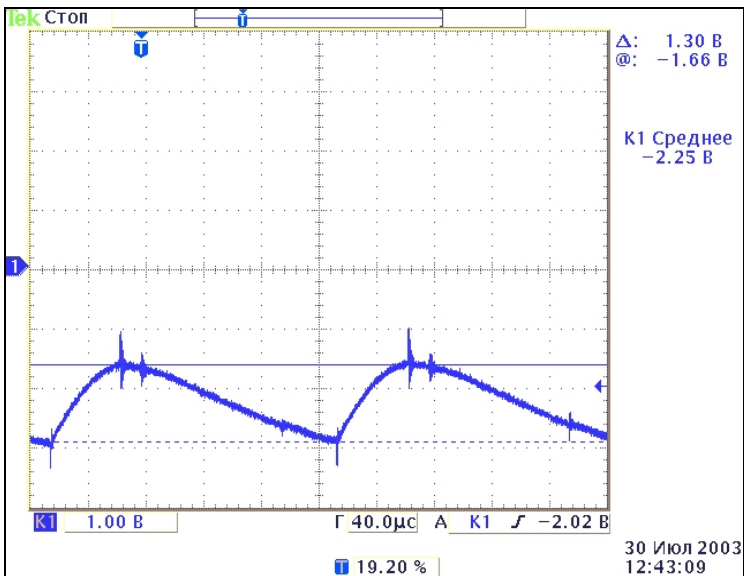


Рис. 13. Ток Преобразователя (200 А/дел.),  $I_{load} = 500 \text{ А}$ .

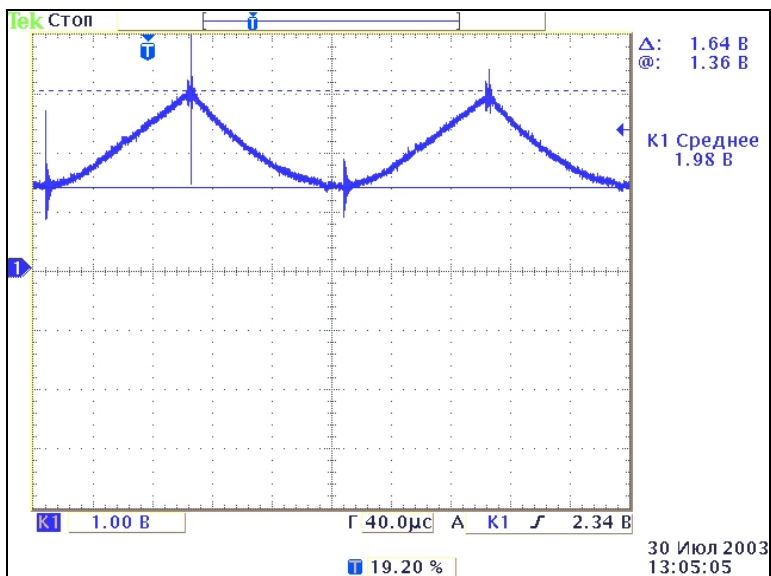


Рис. 14. Ток Рекуператора (200 А/дел.),  $I_{load} = 500$  А.

Одним из важных параметров мощных систем является переходной процесс включения напряжения питания при работающем ШИМ. На Рис.15 показан переходной процесс для Преобразователя при включении полного напряжения питания ( $\pm 600$  В). На рисунке виден гладкий и достаточно короткий по времени переходной процесс. Видимые прямоугольные импульсы соответствуют стробоскопическому наложению ШИМ на медленные измерения.

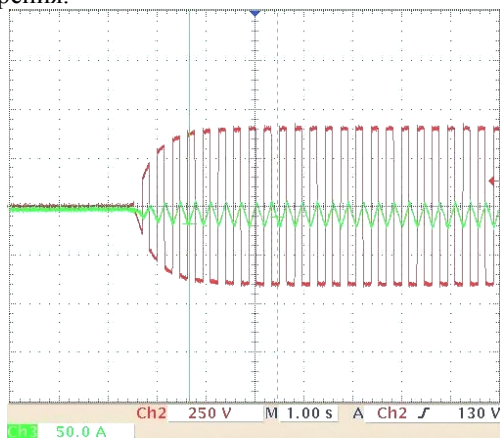


Рис. 15. Переходной процесс при включении тиристорного выпрямителя. Выходное напряжение и ток.

## Заключение

Описанные в данной работе Преобразователь и Рекуператор успешно прошли испытания и в данный момент полный их комплект (двадцать Преобразователей и два Рекуператора) обеспечивают питание электродов установки.

Унификация плат Контроллера и обратной связи, а также выбор одинаковых компонентов для Преобразователя и Рекуператора позволили нам выполнить активные части Преобразователя и Рекуператора практически одинаково. Различаются только выходные фильтры. Небольшие различия между Рекуператором и Преобразователем в обратной связи, схеме блокировок и измерений обеспечиваются дополнительными перемычками на разъемах Контроллера внутри силовых блоков, так что сигнальный процессор Контроллера распознает в какую схему (Преобразователя или Рекуператора) он включен. Таким образом, сама плата Контроллера и его программное обеспечение остаются без изменений, что существенно упрощает отладку и настройку, а также исключает возможность неправильной установки Контроллера.

Авторы выражают благодарность Кондаурову М.Н. и Селиванову П.А. (ИЯФ) за разработанное интерфейсное программное обеспечение и Стивену Пронько (Сан Диего, США) за плодотворное сотрудничество.

## Литература

- [1] Manipulation of a Magnetized Plasma Using Ring Electrodes. Presentation to American Physical Society, October 31, 2002.
- [2] *А.А. Литвак, С.В. Путвинский, В.Е. Семенов, О.Б. Смолякова, Е.В. Суворов, А.Г. Шалашов*, Крупномасштабный источник плазмы с микроволновым разрядом. XXX Звенигородская конференция по физике плазмы и УТС, 24-28 февраля 2003г.
- [3] *Е.И. Беркович*. Полупроводниковые выпрямители. М.: Энергоиздат, 1986г.
- [4] *M. Hierholzer et al.* Switching Characteristics and Limits of 3.3kV IGBT Modules, PCIM Hong Kong, October 1997, Proceedings.
- [5] Technical information FZ1200R17KF6CB2, Datasheet.  
[http://www.eupec.com/gb/2\\_PRODUCTS/2\\_1\\_ProductRange/pdf/fz1200r17kf6c\\_b2\\_v.pdf](http://www.eupec.com/gb/2_PRODUCTS/2_1_ProductRange/pdf/fz1200r17kf6c_b2_v.pdf)

*А.И. Ерохин, А.С. Медведко, Д.Н. Скоробогатов*

**Четырехквadrантный  
преобразователь напряжения, 600 В, 500 А**

*A.I. Erokhin, A.S. Medvedko, D.N. Skorobogatov*

**Four quadrant 600 V, 500 A, voltage converter**

ИЯФ 2006-36

Ответственный за выпуск А.М. Кудрявцев

Работа поступила 23.06. 2006 г.

---

Сдано в набор 23.06. 2006 г.

Подписано в печать 24.06.2006 г.

Формат 60х90 1/16 Объем 1.2 печ.л., 1.0 уч.-изд.л.

Тираж 100 экз. Бесплатно. Заказ № 36

---

Обработано на ИВМ РС и отпечатано  
на ротапинтере “ИЯФ им. Г.И. Будкера СО РАН”,  
Новосибирск., 630090, пр. Академика Лаврентьева, 11