



УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

# Современные преобразователи робототехнических и энергетических систем и комплексов

Докладчик:

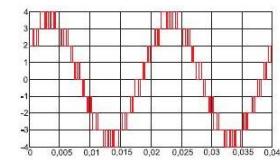
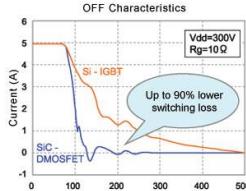
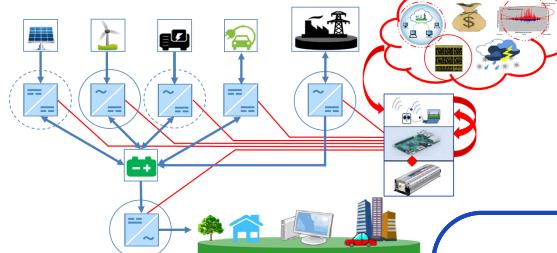
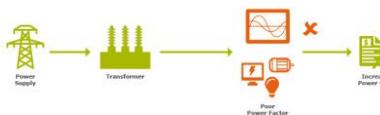
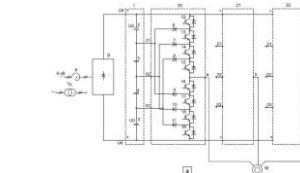
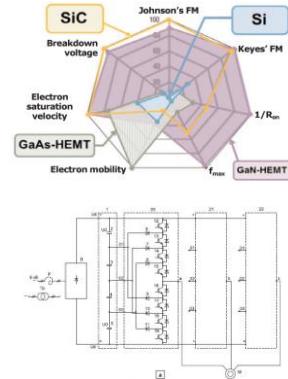
к.т.н., доцент ФСУиР Поляков Николай Александрович

Санкт-Петербург  
2022

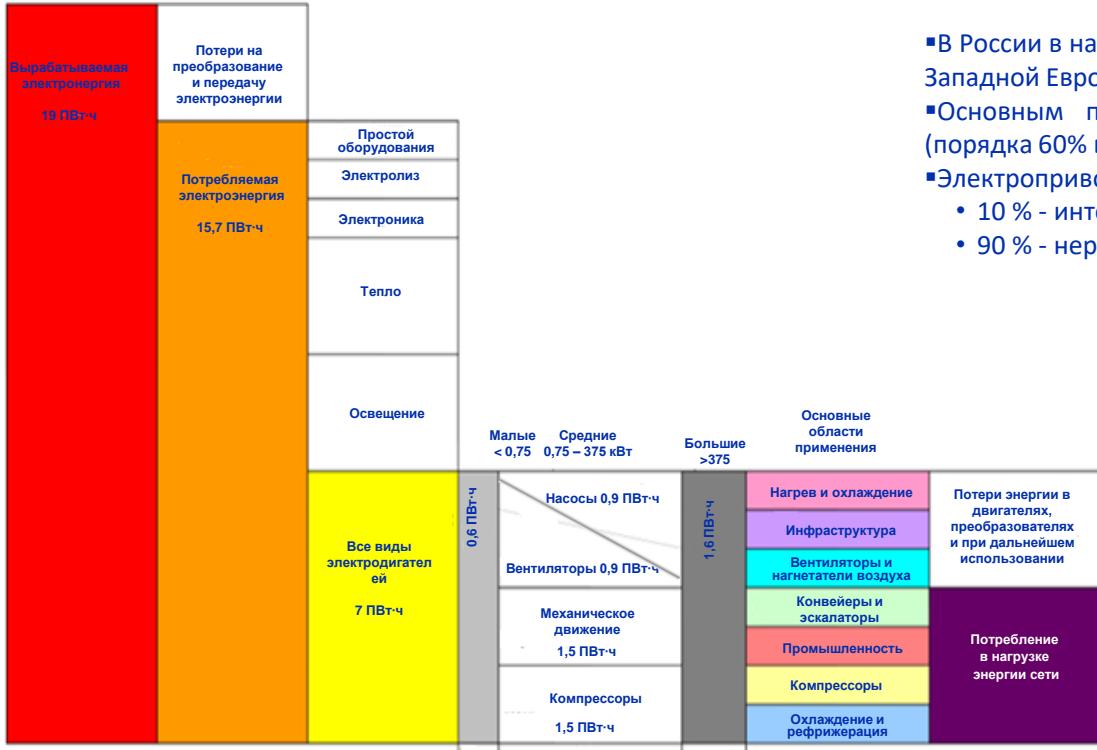
# Развитие энергетических систем



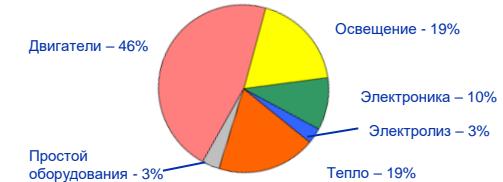
- Современные полупроводниковые ключи
- Многоуровневые структуры и области применения активных полупроводниковых преобразователей
- Показатели качества энергопотребления и удельные энергетические показатели и способы их улучшения
- Управление энергетическими потоками с помощью активных полупроводниковых преобразователей



# Роль энергосберегающего электропривода



- В России в настоящее время, энергоемкость ВВП в 3,5 раза выше, чем в Западной Европе
- Основным потребителем электроэнергии является электропривод (порядка 60% в промышленно развитых странах)
- Электропривод делиится на две группы:
  - 10 % - интеллектуальный ЭП
  - 90 % - нерегулируемый ЭП





УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

# Современные преобразователи робототехнических и энергетических систем и комплексов

## Раздел 1

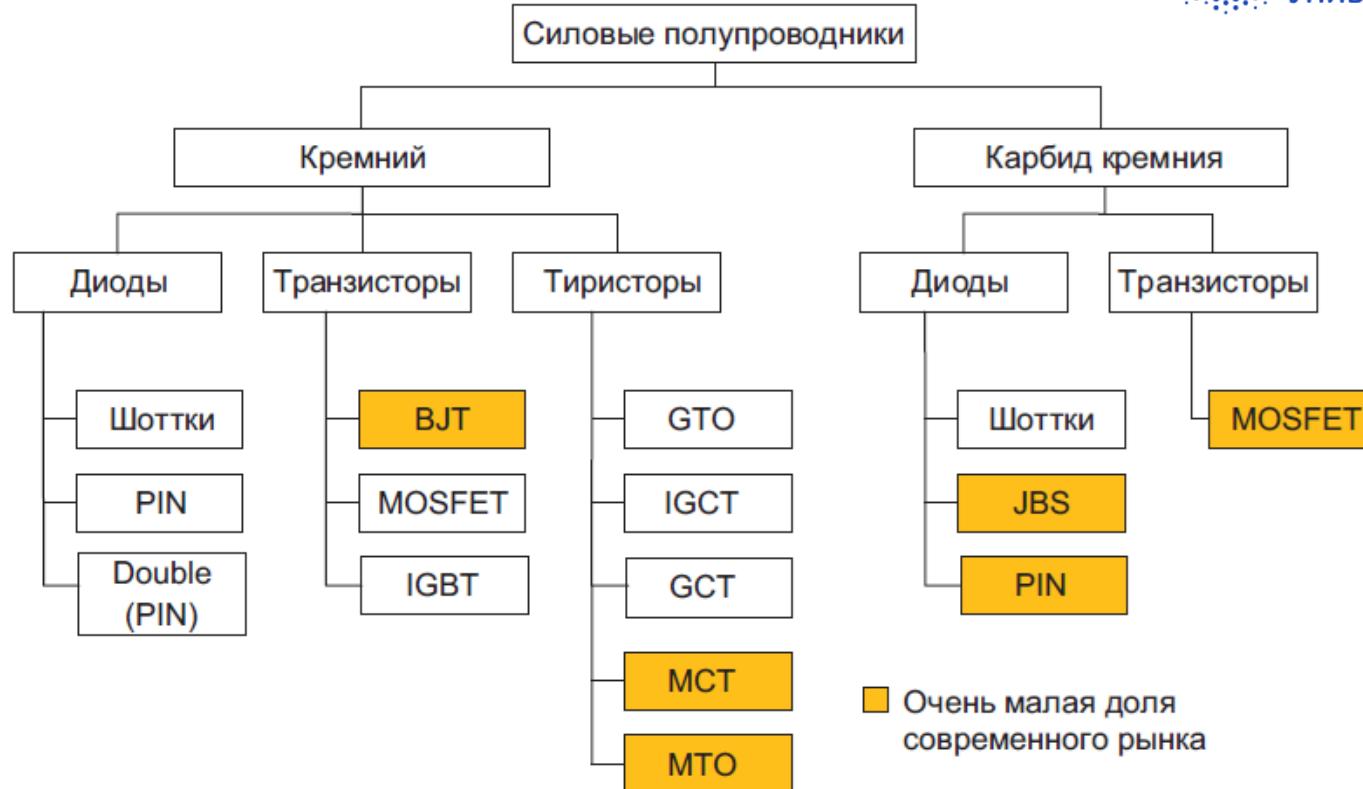
### Современные полупроводниковые ключи: особенности и характеристики

- Биполярные транзисторы;
- Силовые МОП-транзисторы:
  - кремниевые МОП-транзисторы (MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistors))
  - нитрид галлиевые (GaN) МОП-транзисторы
  - карбид кремниевые (SiC) МОП-транзисторы
- Биполярные транзисторы с изолированным затвором (в зарубежной литературе IGBT - isolated gate bipolar transistor)
  - На базе кремниевых структур Si-IGBT
  - Гибридные Si-SiC (Hybrid SiC)
- Полупроводниковые приборы триггерного типа (тиристоры, симисторы, динисторы, однопереходные транзисторы и т.п.)

во многих случаях рабочие диапазоны токов и напряжений приборов перекрываются и выбор рационального типа ключа определяется по критериям:

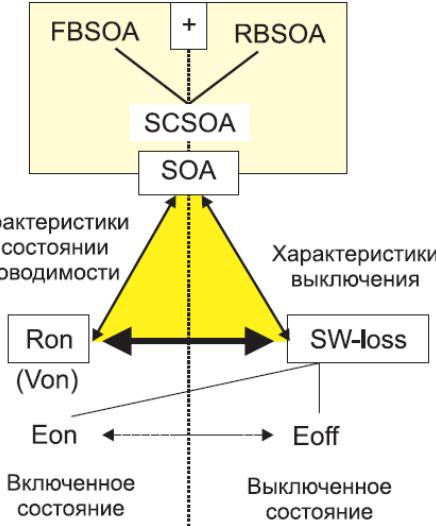
- цена/качество ключа
- требования, диктуемые как силовой схемой или/и системой управления.

# Типы полупроводниковых приборов



# Идеальный ключ

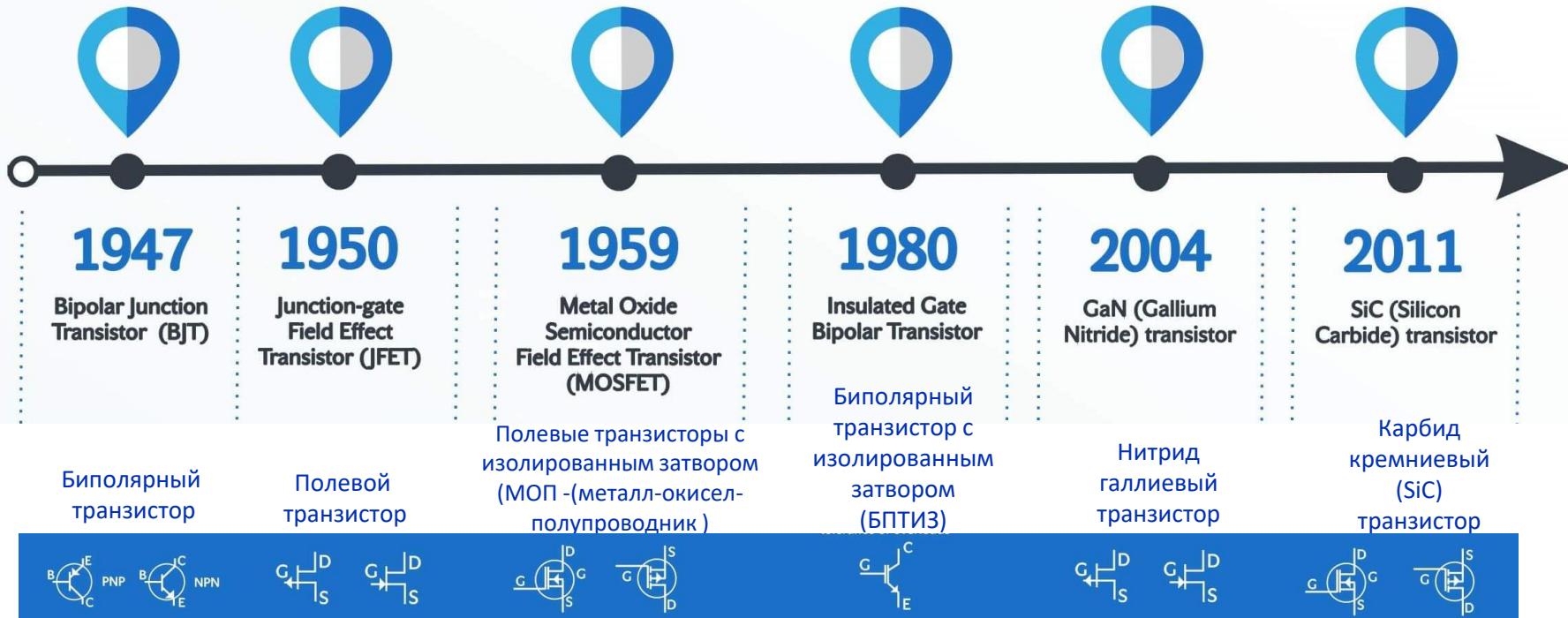
- возможность пропускания бесконечно большого тока в прямом направлении при нулевом падении напряжения на приборе;
- возможность исключить мертвое время на включение
- возможность выдерживать бесконечно большое обратное напряжение в запертом состоянии прибора при бесконечно большом его сопротивлении;
- бесконечно большой предельной частотой переключений;
- бесконечно малой мощностью, требуемой для управления прибором



Триада компромиссных требований к силовому ключу: он должен иметь

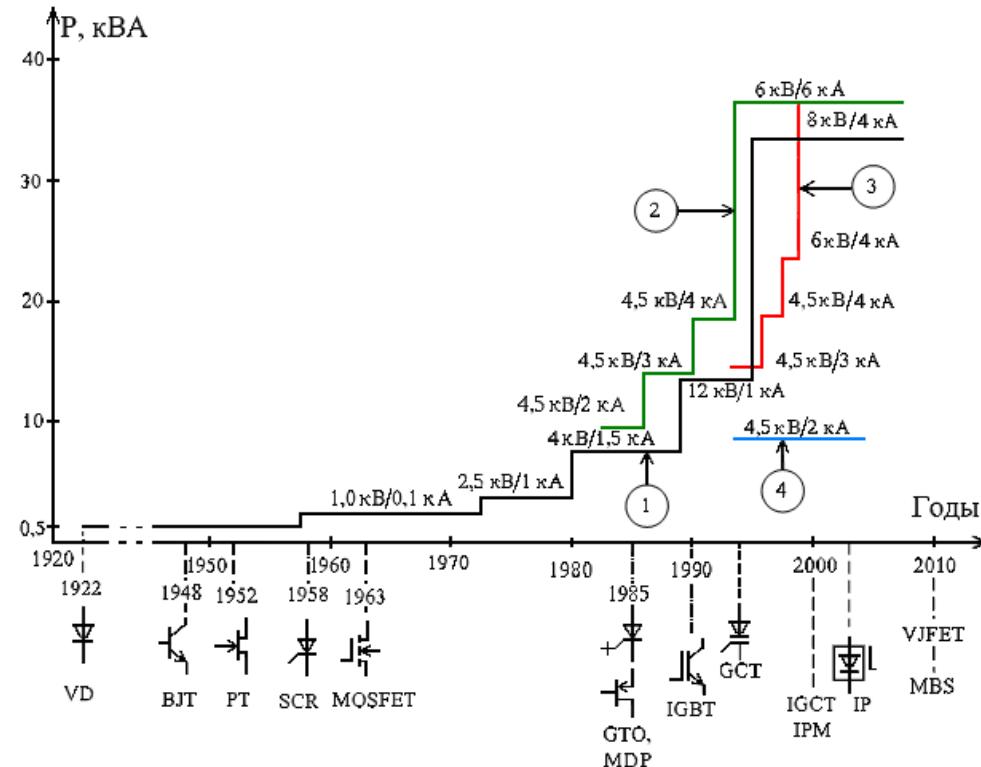
- близкие к нулевым потери проводимости, которые определяются сопротивлением открытого канала  $R_{ds(on)}$  для MOSFET или напряжением насыщения  $V_{CEsat}$  для IGBT.
- выдерживать высокое обратное напряжение  $V_{CE}$  в заблокированном состоянии и
- генерировать минимальные потери выключения  $E_{off}$ .

# Эволюция транзисторов

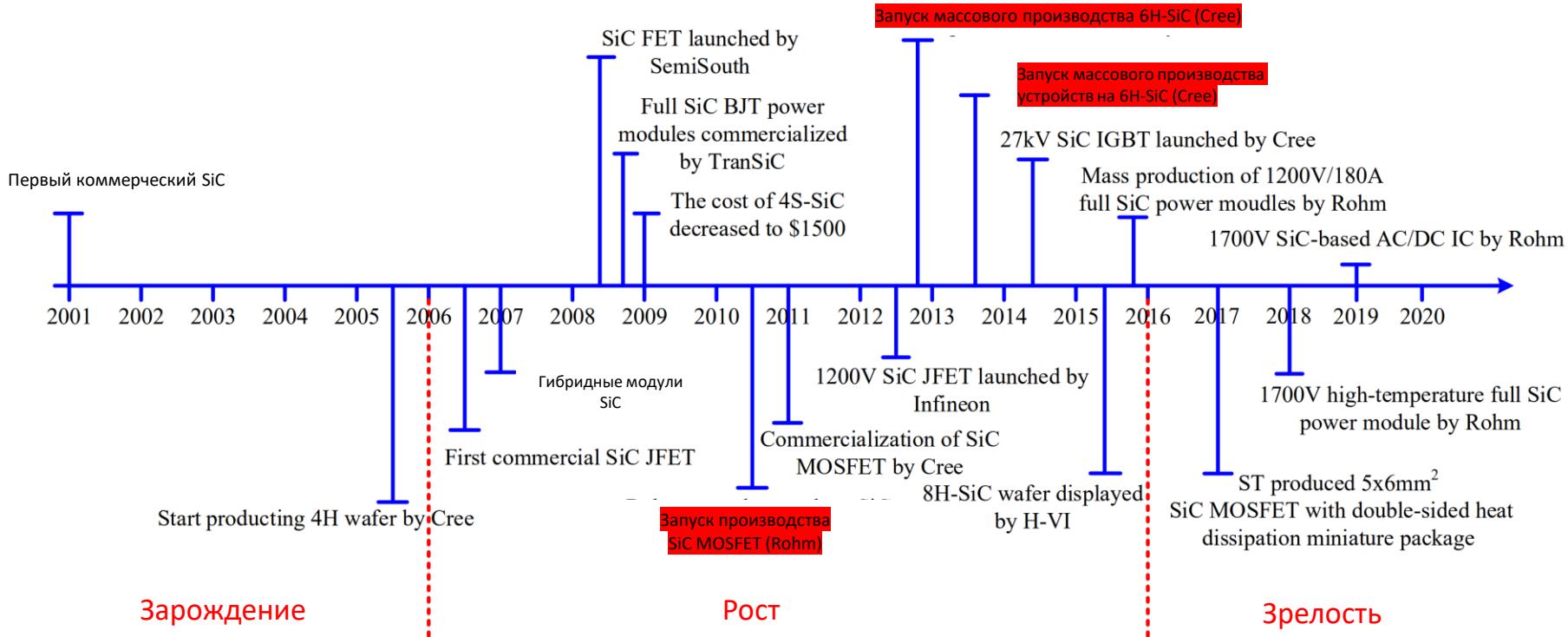


# Основные этапы развития полупроводниковых ключей

- 1- однооперационные тиристоры;  
2 и 3- запираемые тиристоры (GTO и GCT);  
4- высоковольтные транзисторы IGBT



# Основные этапы развития SiC - ключей



- пиковые значения токов
- величины напряжения пробоя
- предельная мощность, рассеиваемая корпусом прибора.

Эти факторы существенно ограничивают возможность применения этих компонентов в схемах защиты силовых ключей преобразователей

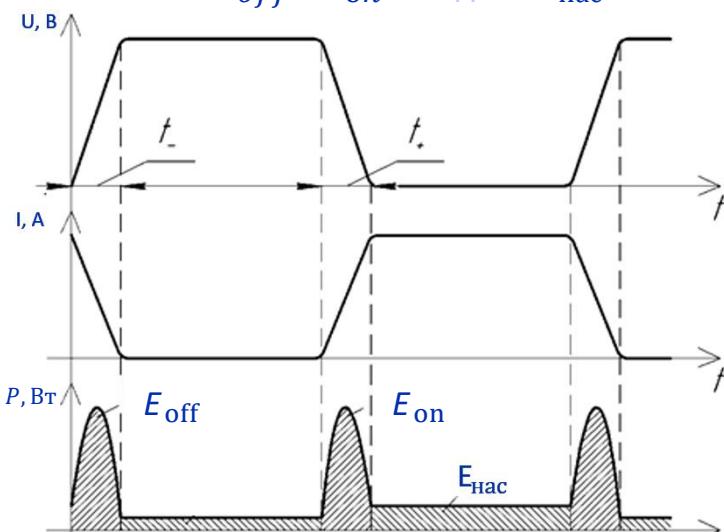
## Прямое падение напряжения.

Падение напряжения на насыщенном транзисторе напрямую зависит от сопротивления прибора во включенном состоянии.

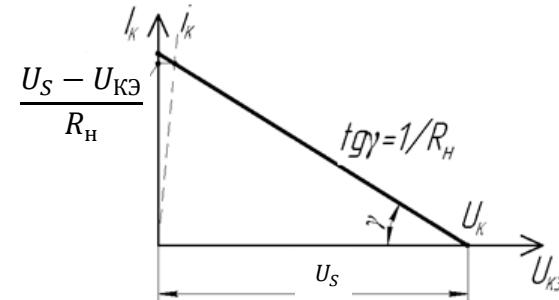
Для низковольтных приборов значения  $R_{on}$  предельно малы, но с ростом рабочих напряжений значение  $R_{on}$  возрастает и имеет положительный температурный коэффициент, что упрощает параллельное включение приборов.

Энергия потерь переключения за один цикл равна энергии потерь в периоде в интервалы включения и запирания:

$$\begin{aligned} E_{\Sigma} &= E_{\text{пер}} + E_{\text{нac}} + E_{\text{отс}} + E_{\text{упр}} \\ &= E_{\text{off}} + E_{\text{on}} + E_{rr} + E_{\text{нac}} \end{aligned}$$



Потери энергии с учетом периодической коммутации:



Траектория перемещения рабочей точки транзистора при резистивной нагрузке

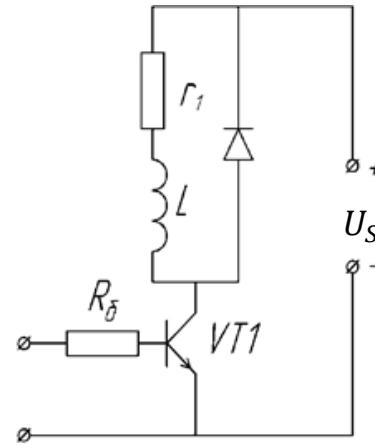
Потери энергии за один период:

$$\Delta P = P_{\text{нac}} + P_{\text{отс}} + P_{\text{пер}} = P_{\text{нac}} + P_{\text{on}} + P_{\text{off}}$$

$$\begin{aligned} E_{\text{пер}} &= P_{\text{нmax}} \left[ \int_0^{t_+} \left( \frac{t}{t_+} - \frac{t^2}{t_+^2} \right) dt + \int_0^{t_-} \left( \frac{t}{t_-} - \frac{t^2}{t_-^2} \right) dt \right] = \\ &= P_{\text{нmax}} \frac{(t_+ + t_-)}{6} \end{aligned}$$

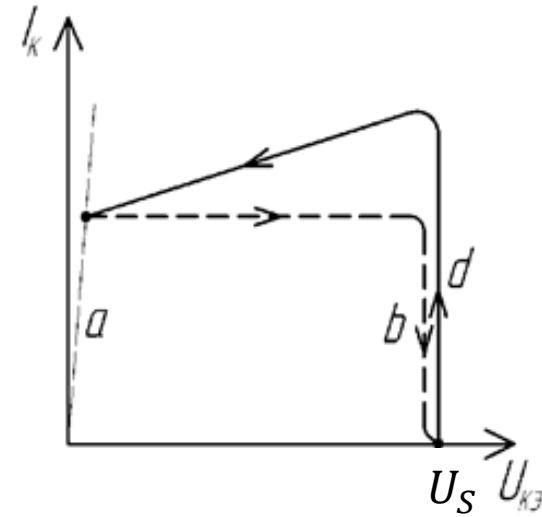
$$E(t) = P_{\text{нmax}} \frac{(t_+ + t_-)}{6} f_K \cdot t$$

$$\begin{aligned} E_{\Sigma} &= E_{\text{пер}} + E_{\text{нас}} + E_{\text{отс}} + E_{\text{упр}} \\ &= E_{\text{off}} + E_{\text{on}} + E_{\text{rr}} + E_{\text{нас}} \end{aligned}$$



БТ с активно-индуктивной нагрузкой и ШД

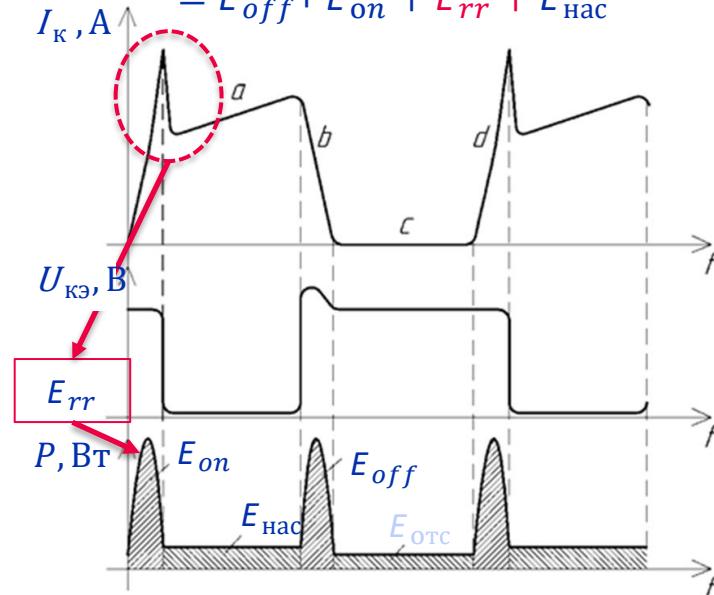
Энергия, накопленная в индуктивности  $E_L = \frac{L \cdot I_k^2}{2}$  в интервалы протекания тока в ней, выделяется в виде тепла в БТ при его запирании



Рабочая траектория БТ при активно-индуктивной нагрузке с ШД

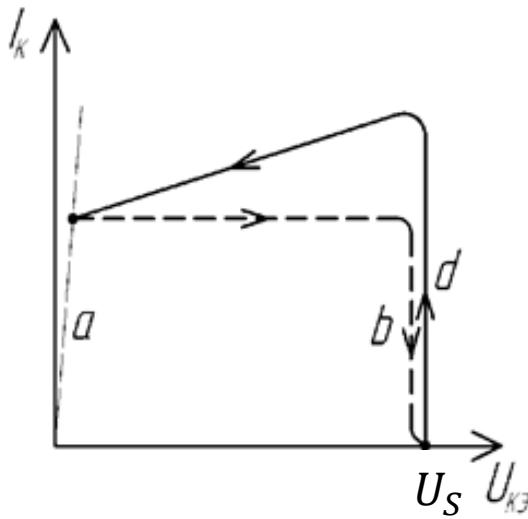
(шунтирующие диоды (ШД))

$$\begin{aligned} E_{\Sigma} &= E_{\text{пер}} + E_{\text{нас}} + E_{\text{отс}} + E_{\text{упр}} \\ &= E_{\text{off}} + E_{\text{on}} + E_{rr} + E_{\text{нас}} \end{aligned}$$



Потери мощности на переключение БТ при активно-индуктивной нагрузке с ШД

Энергия, накопленная в индуктивности  $E_L = \frac{L \cdot I_k^2}{2}$  в интервалы протекания тока в ней, выделяется в виде тепла в БТ при его запирании

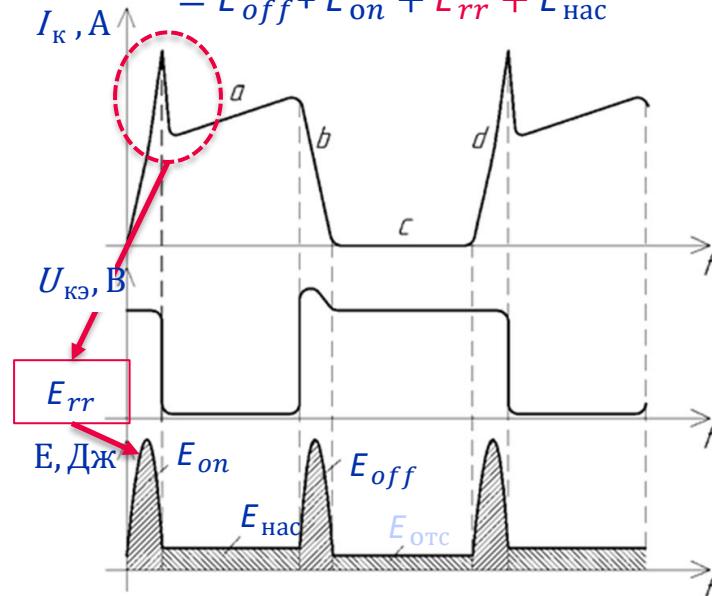


Рабочая траектория БТ при активно-индуктивной нагрузке с ШД

# Потери мощности в БТ при работе на активно-индуктивную нагрузку

## (шунтирующие диоды (ШД))

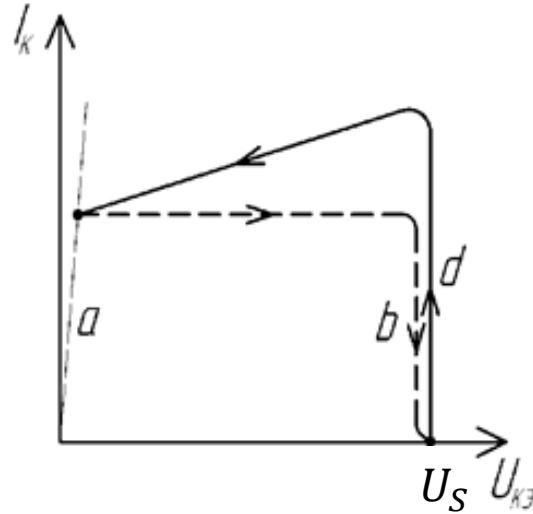
$$\begin{aligned}E_{\Sigma} &= E_{\text{пер}} + E_{\text{нас}} + E_{\text{отс}} + E_{\text{упр}} \\&= E_{\text{off}} + E_{\text{on}} + E_{\text{rr}} + E_{\text{нас}}\end{aligned}$$



Потери мощности на переключение БТ при активно-индуктивной нагрузке с ШД

Потери энергии с учетом периодической коммутации:

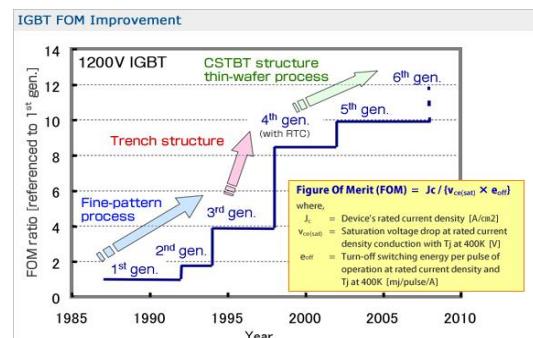
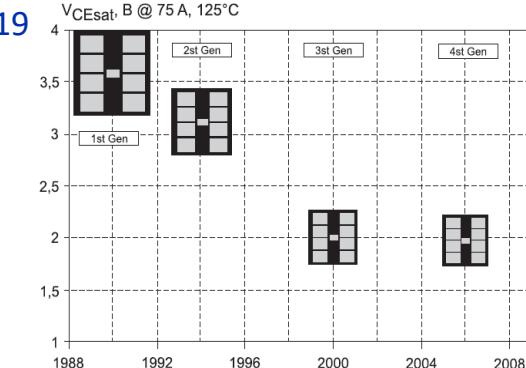
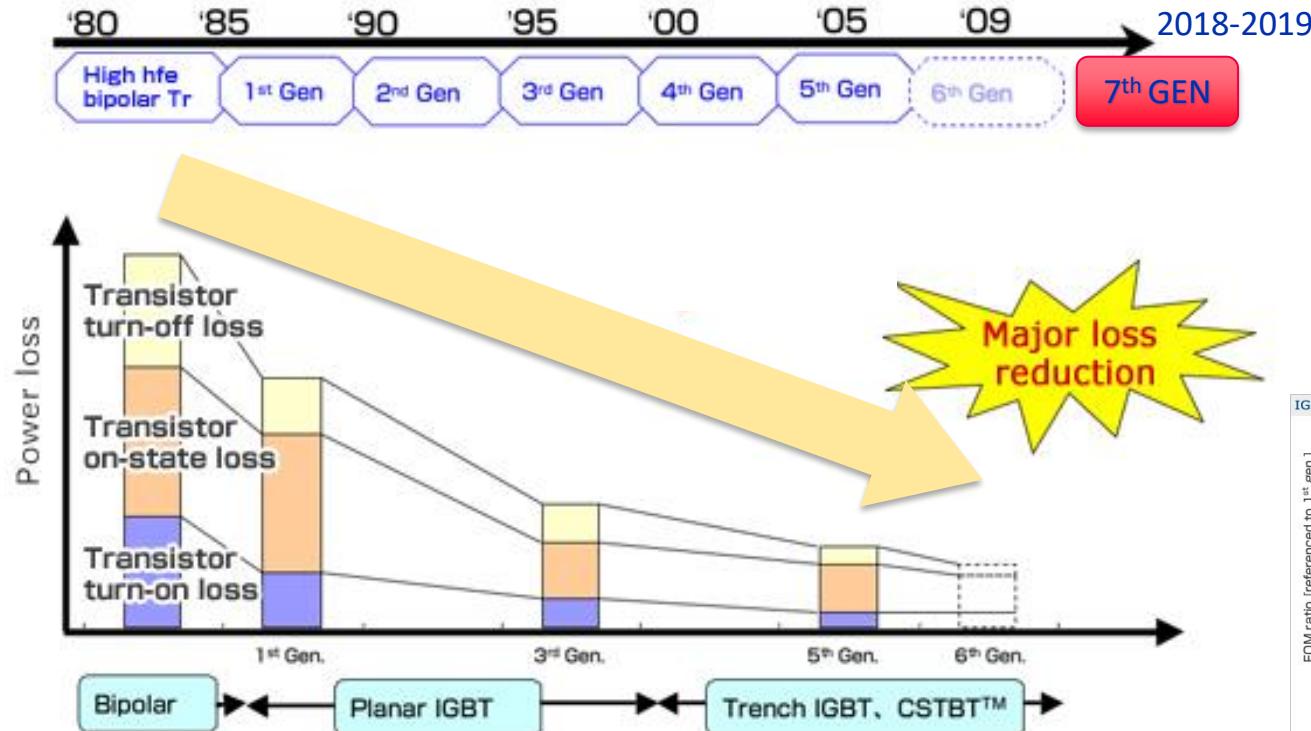
$$E_{\text{пер}}(t) = (P_{\text{нмакс}} \frac{(t_+ + t_-)}{2} f_k) t$$



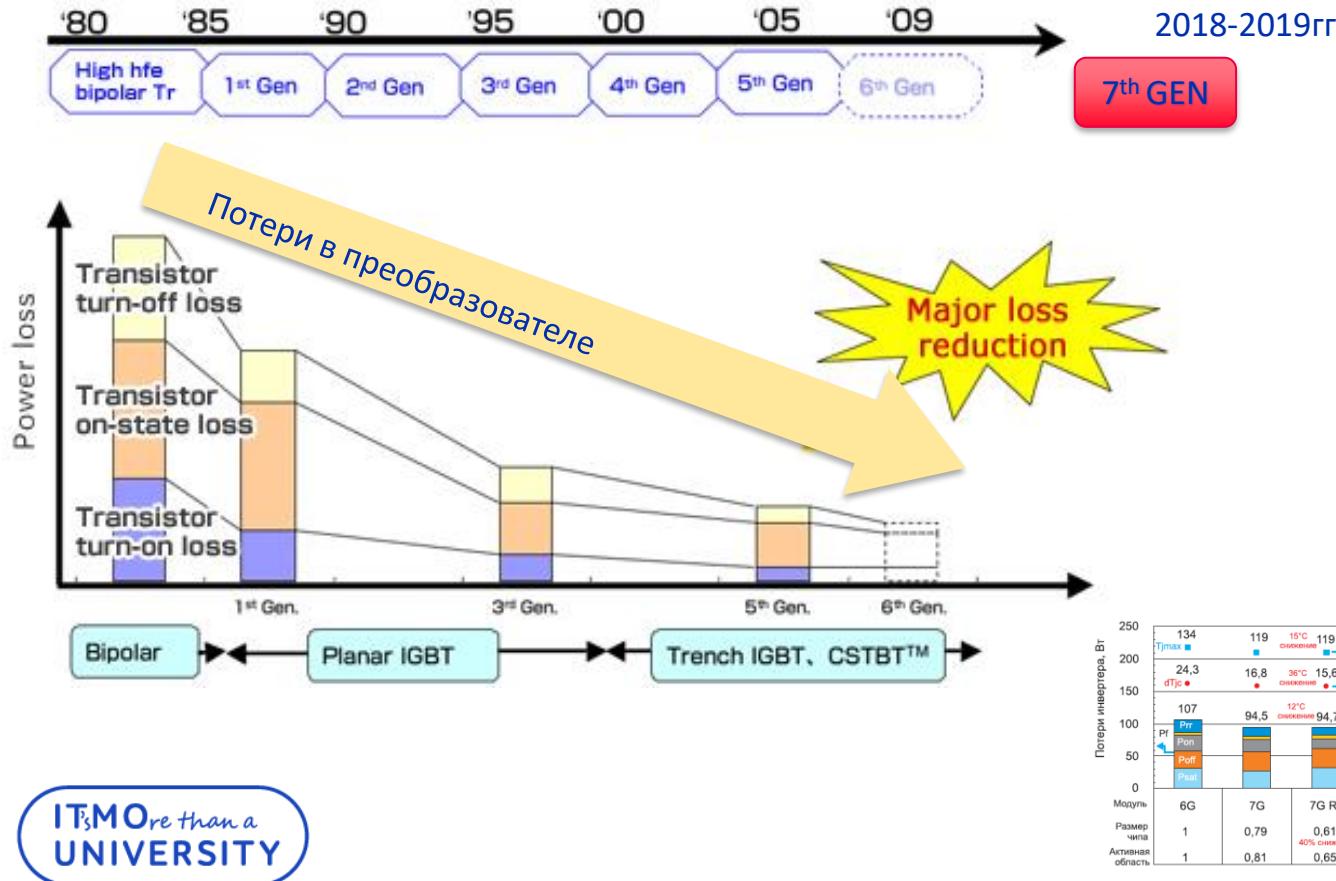
Рабочая траектория БТ при активно-индуктивной нагрузке с ШД

# IGBT-транзисторы

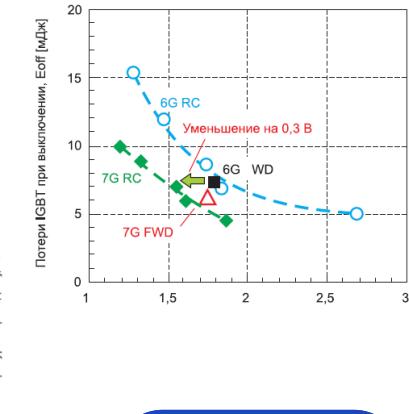
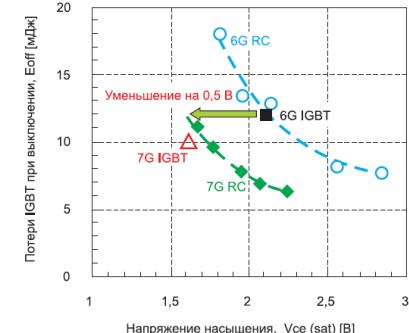
УНИВЕРСИТЕТ ИТМО



# IGBT-транзисторы

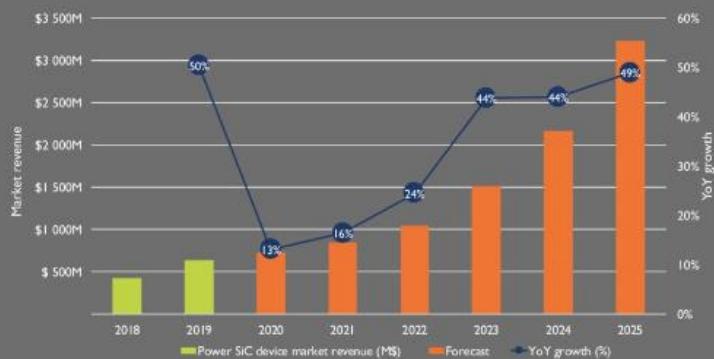


Модуль	Потери инвертера, Вт		
	6G	7G	7G RC
Размер чипа	1	0,79	0,61
Активная область	1	0,81	0,65
		40% снижение	



## Power SiC market revenues: annual projection

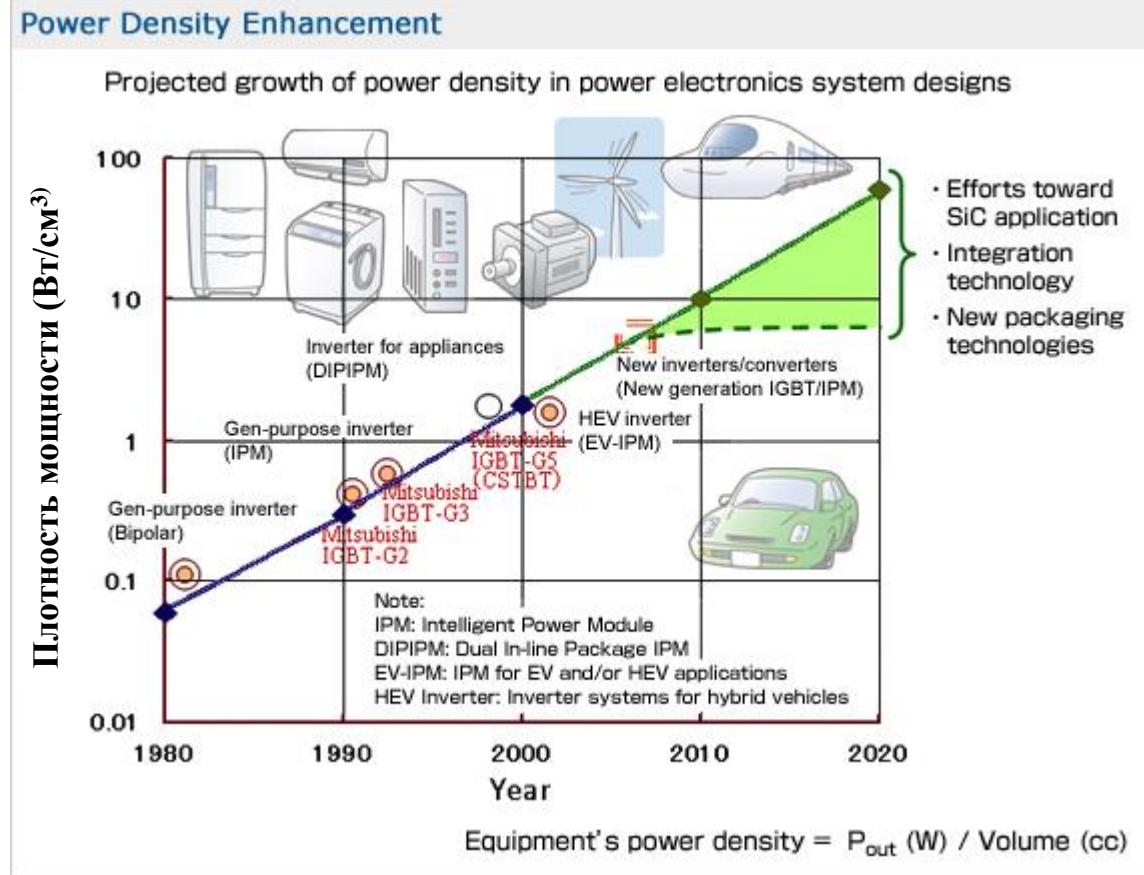
(Source: Compound Semiconductor Quarterly Market Monitor, Yale Développement, March 2020)

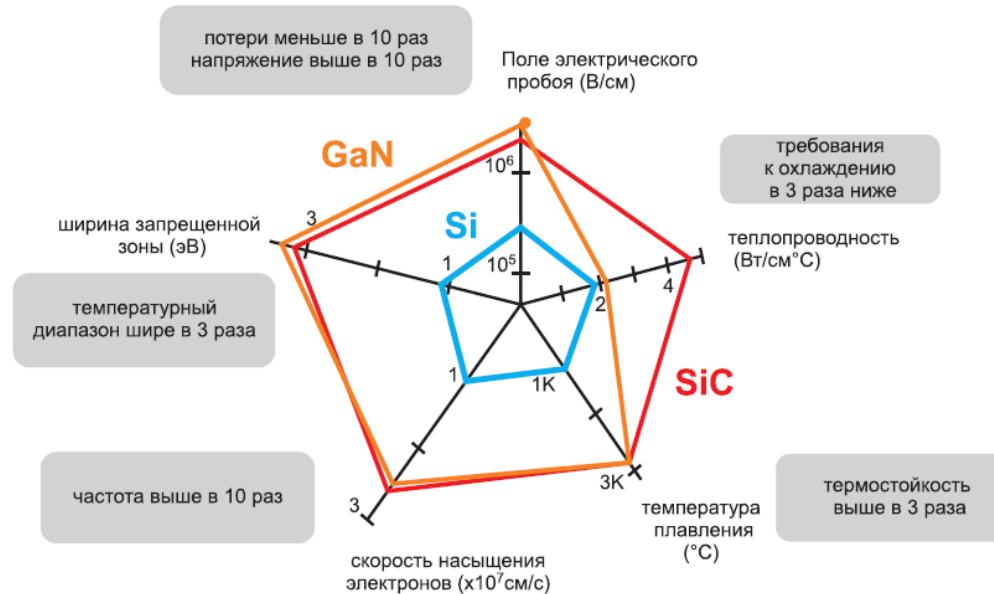


## Power GaN market

(Source: Compound Semiconductor Quarterly Market Monitor, Yale Développement, March 2020)

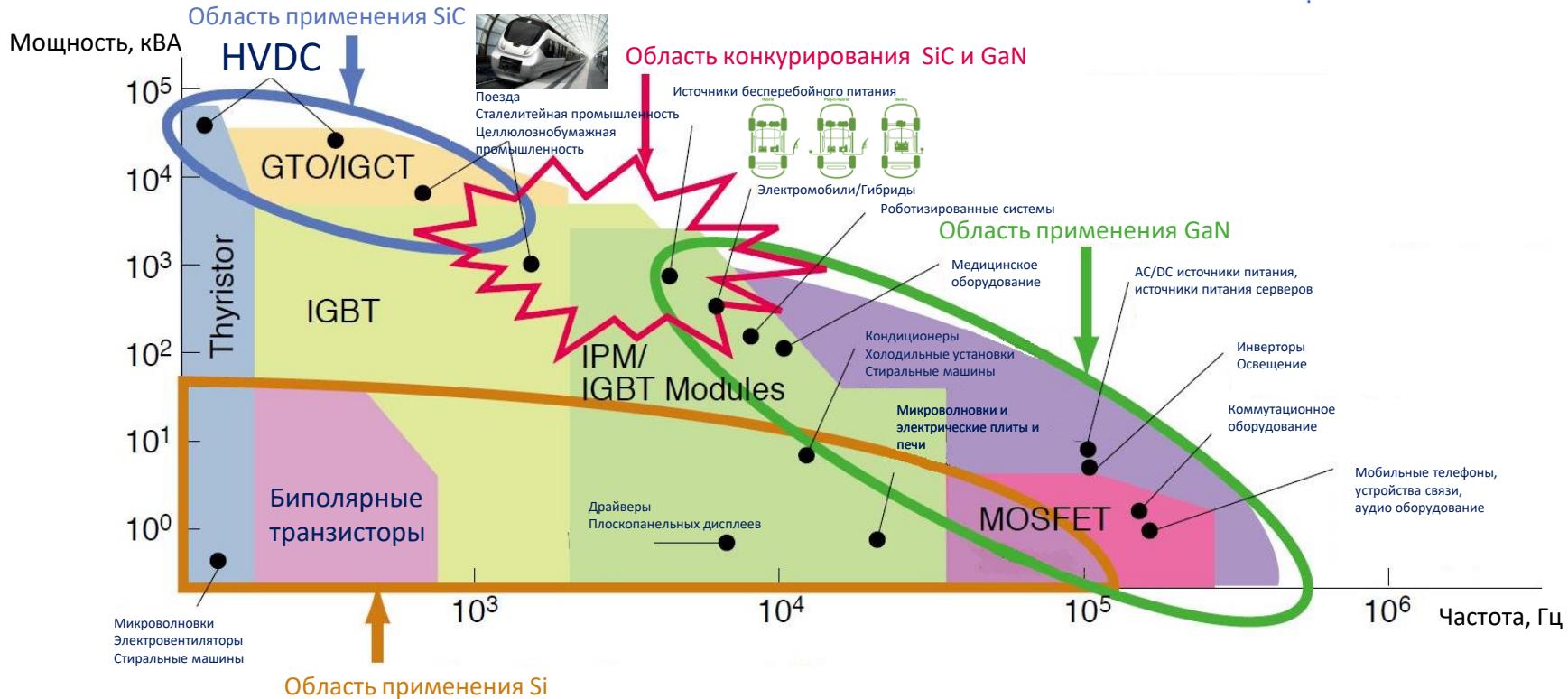




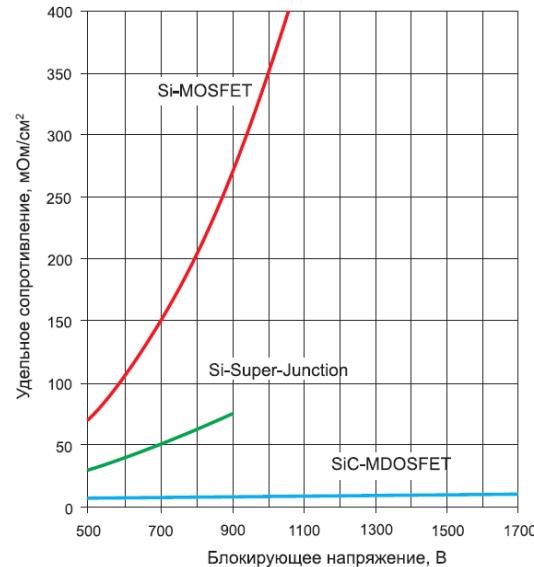


Физические особенности делают SiC и GaN приборы привлекательными для приложений силовой электроники

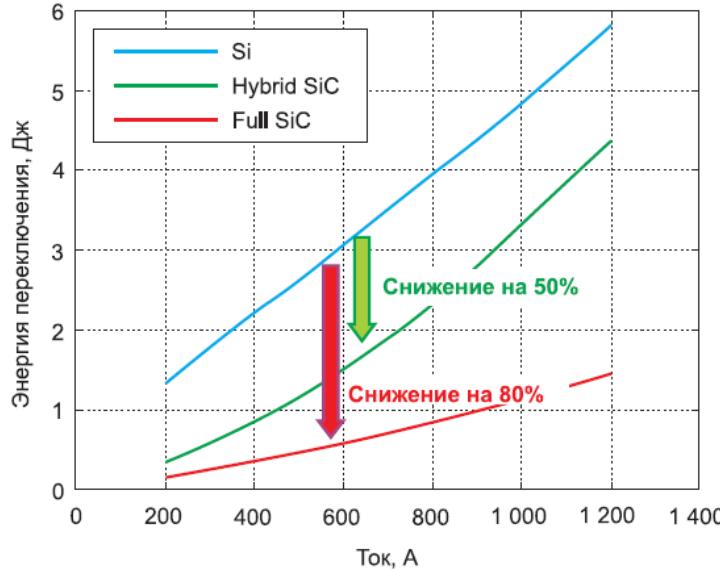
# Области конкуренции SiC/GaN/Si



# Оценка энергии динамических потерь ключей IGBT и SiC

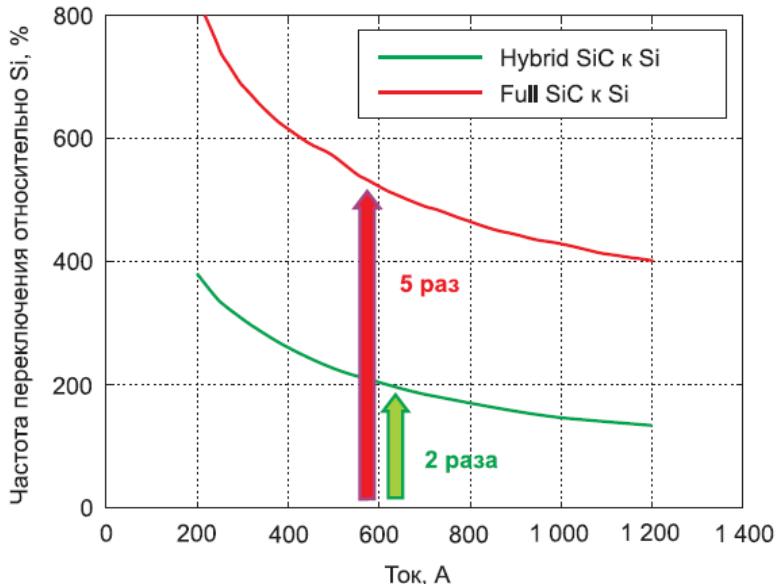


Сравнение удельного прямого сопротивления  
Si-MOSFET и SiC-MOSFET

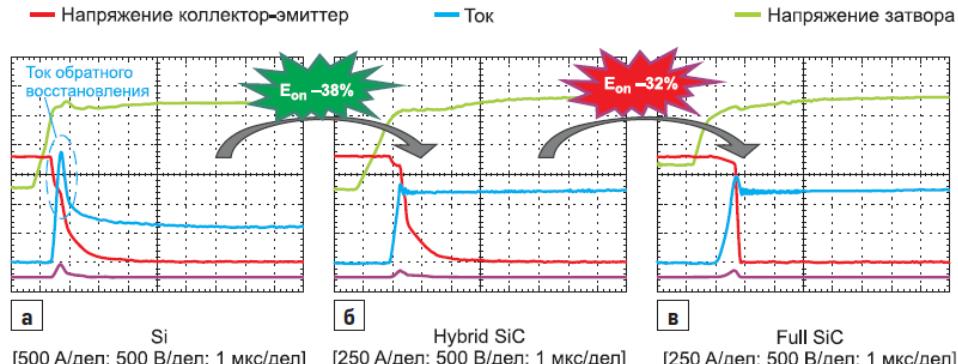


Потери на переключение ( $E_{on} + E_{off} + E_{rr}$ ) для каждой из рассматриваемых полупроводниковых технологий при рабочем напряжении 3,3 кВ в условиях:  $V_{CC} = 1800$  В,  $I_C = 750$  А,  $L_S = 65$  нГн

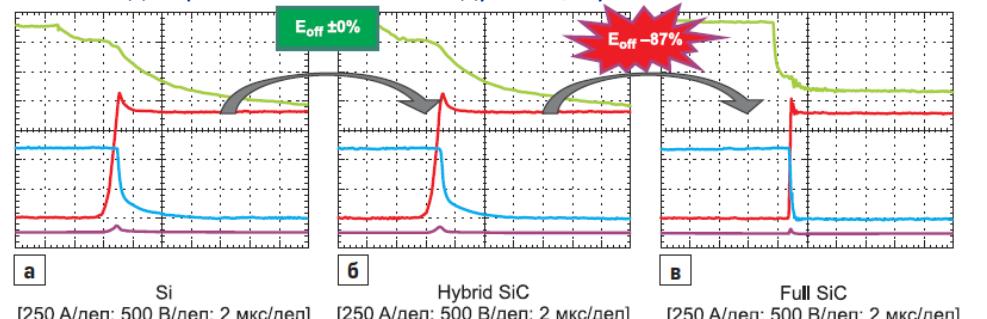
# Сравнение модулей Si, Hybrid SiC и Full SiC технологий



Частота переключения SiC-транзисторов по сравнению с Si-устройствами при равных потерях переключения в условиях:  
 $V_{CC} = 1800$  В,  $T_j = +150$  °С,  $L_s = 65$  нГн

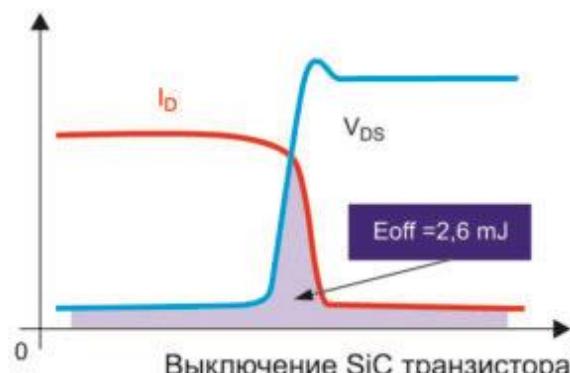
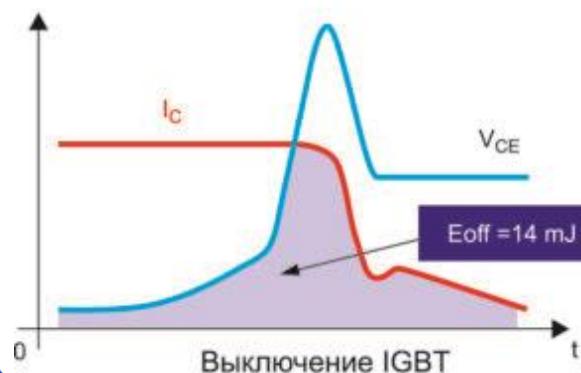
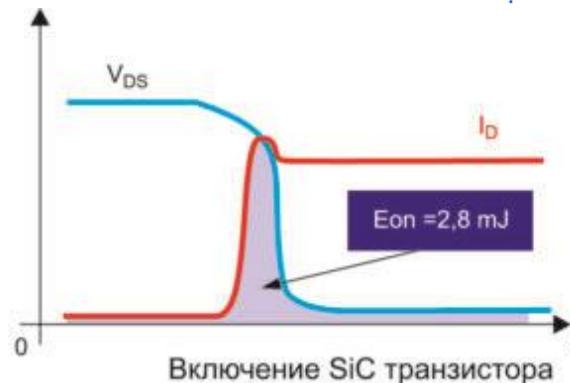
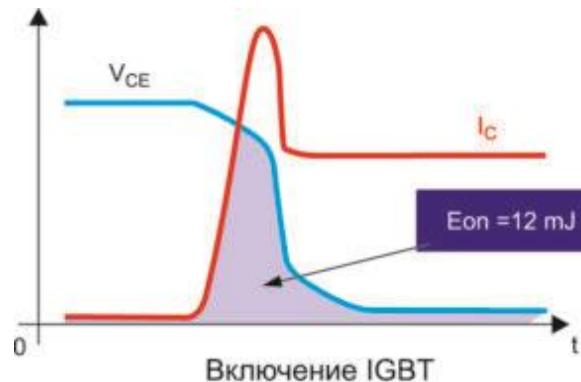


Временные диаграммы включения модулей Si, Hybrid SiC и Full SiC технологий



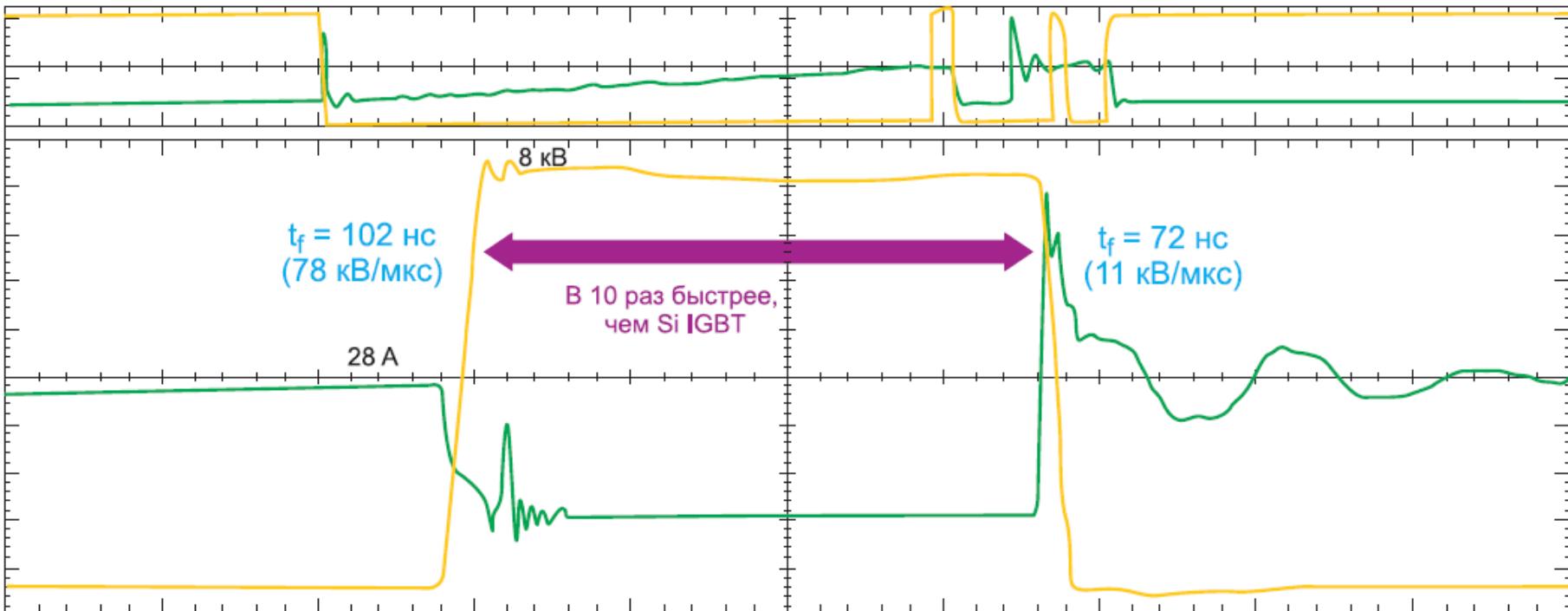
Временные диаграммы выключения модулей Si, Hybrid SiC и Full SiC технологий

# Оценка энергии динамических потерь ключей IGBT- и SiC-типа



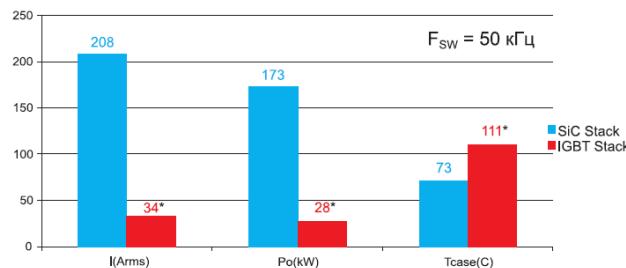
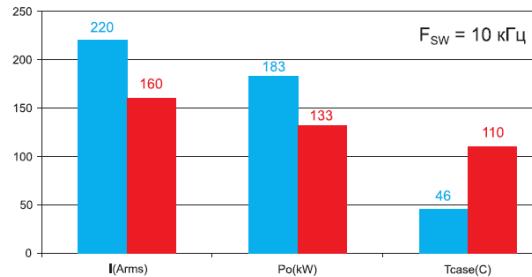
# Сравнение ключей IGBT- и SiC-типа

УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

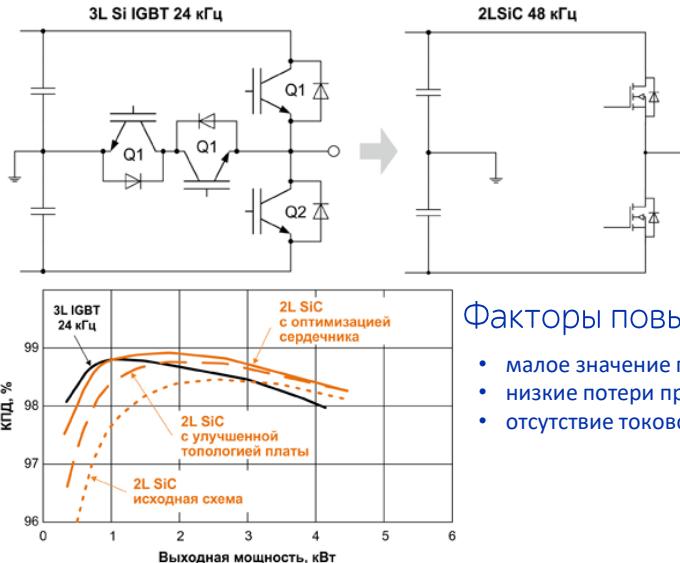


Кривые коммутации связанной индуктивной нагрузки  
( $V_{DC} = 8 \text{ кВ}$ ,  $I_{sw} = 28 \text{ А}$ ,  $R_g = 2,5 \text{ Ом}$ )  
для субмодуля с рабочим напряжением 15 кВ

# Сравнение характеристик IGBT и SiC-MOSFET

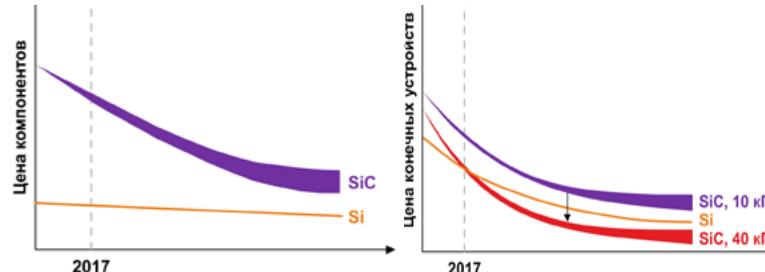


Выходной ток, выходная мощность и температура корпуса модулей до переделки (сборка IGBT) и после (сборка SiC)  
при  $f_{sw} = 10 \text{ кГц}$  и  $50 \text{ кГц}$   
(\* — данные получены путем моделирования из-за ограничений режимов IGBT)



## Факторы повышения эффективности

- малое значение паразитных емкостей,
- низкие потери проводимости при частичной нагрузке и
- отсутствие токового «хвоста» при выключении



- перед разработчиком устройства силовой электроники всегда стоит задача выбора типа полупроводникового ключа
- рекомендации для применения силовых транзисторов в различных импульсных усилителях мощности неоднозначны и допускают применение различных типов полупроводниковых ключей в усилителях мощности (выбор за разработчиком)
- целесообразно проведение сравнительного анализа характеристик и свойств полупроводниковых ключей различных типов на качественном (а в некоторых случаях и на количественном) уровне



УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

# Современные преобразователи робототехнических и энергетических систем и комплексов

## Раздел 2

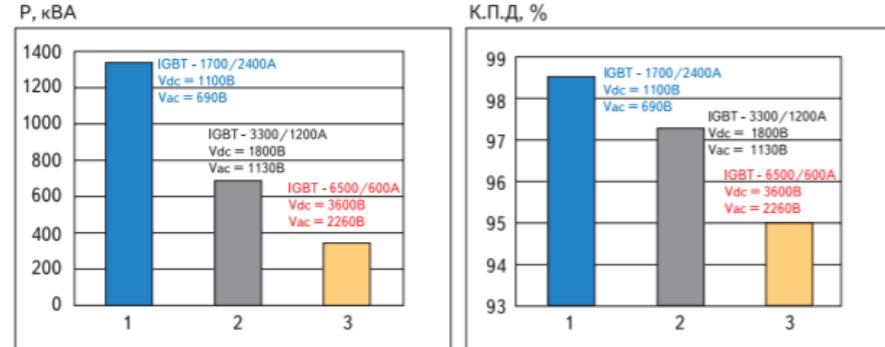
### Многоуровневые преобразователи: структура и особенности формирования ШИМ

# Зависимость КПД от типа ключа

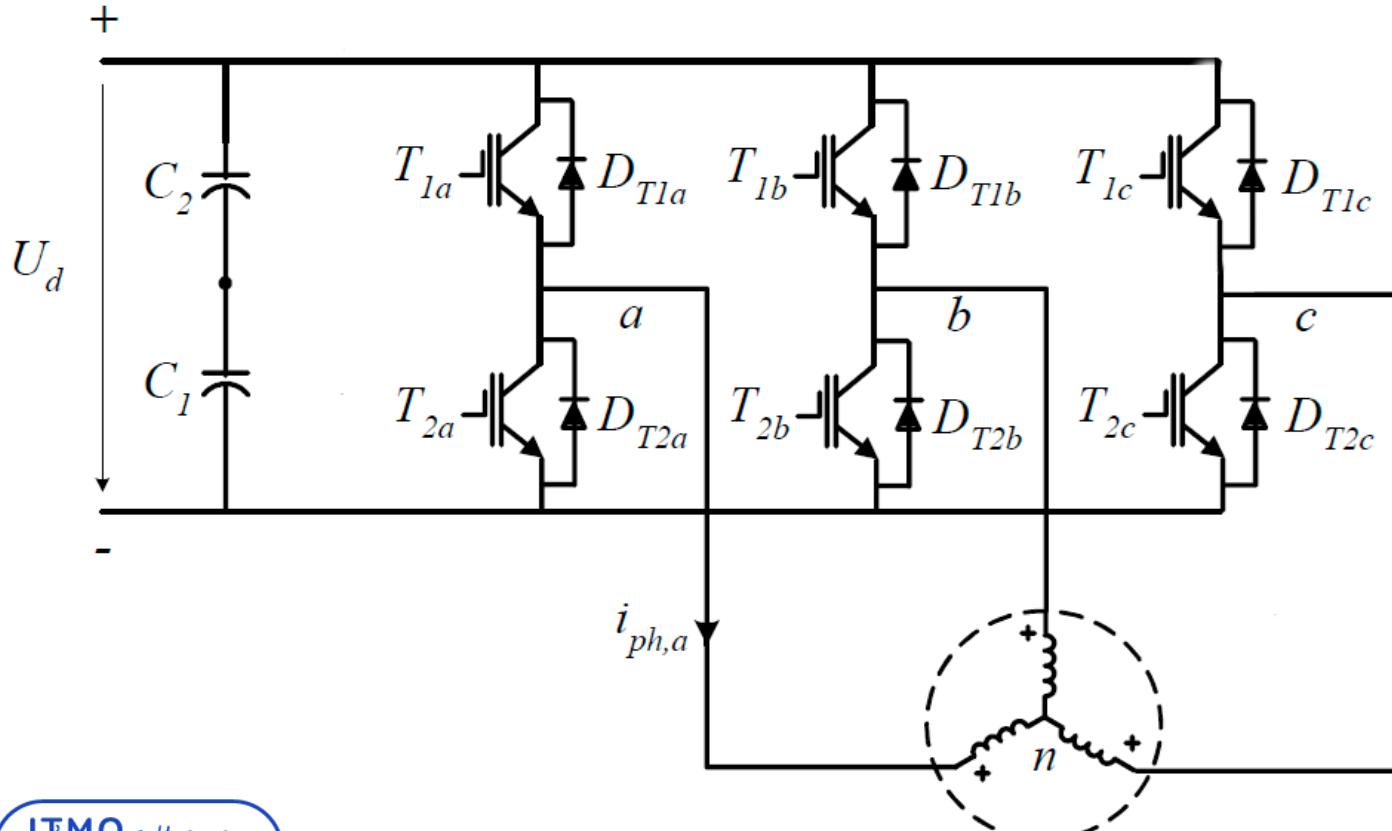
Основные недостатки преобразователей, построенных на высоковольтных ключах:

- высокая стоимость;
  - сложность обслуживания;
  - отсутствие единых стандартов;
  - небольшое количество производителей,
- сложность поиска замены;
- низкий КПД.

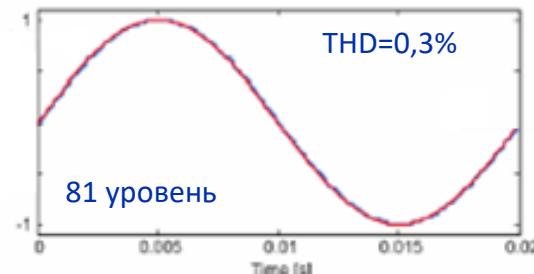
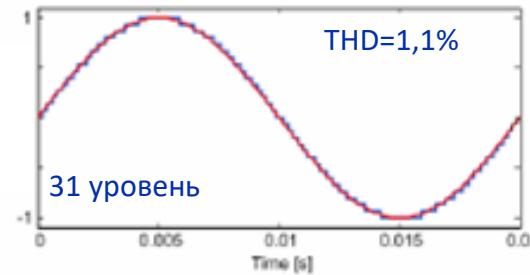
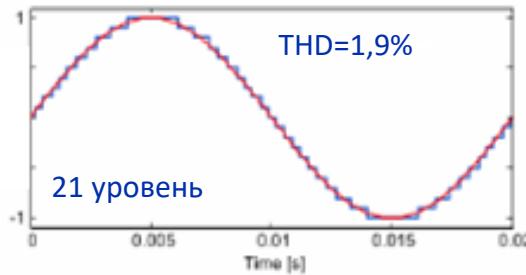
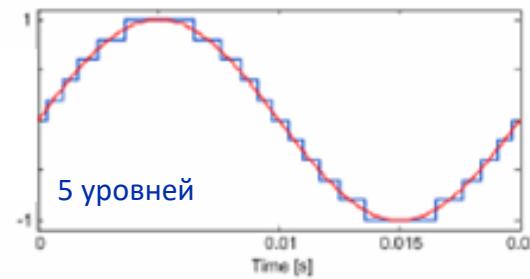
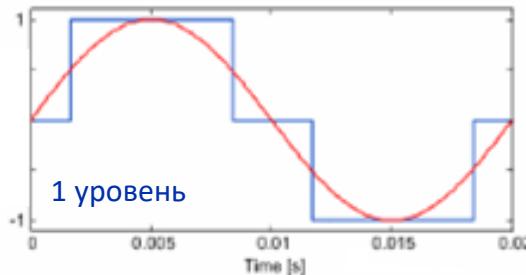
$U_{DS}$	150 В	300 В		
Infineon Technologies, N-Channel Power MOSFET	BSB165N15NZ3G	BSZ900N15NS3G	IPPA10N30N	BSC13DN30NSFD
$I_D$ (A)	45	14	44	16
$R_{on}$ (мОм)	13,1	74	36	114
$t_{on}$ (нс)	20	8	25	12
$t_{off}$ (нс)	24	11	51	23



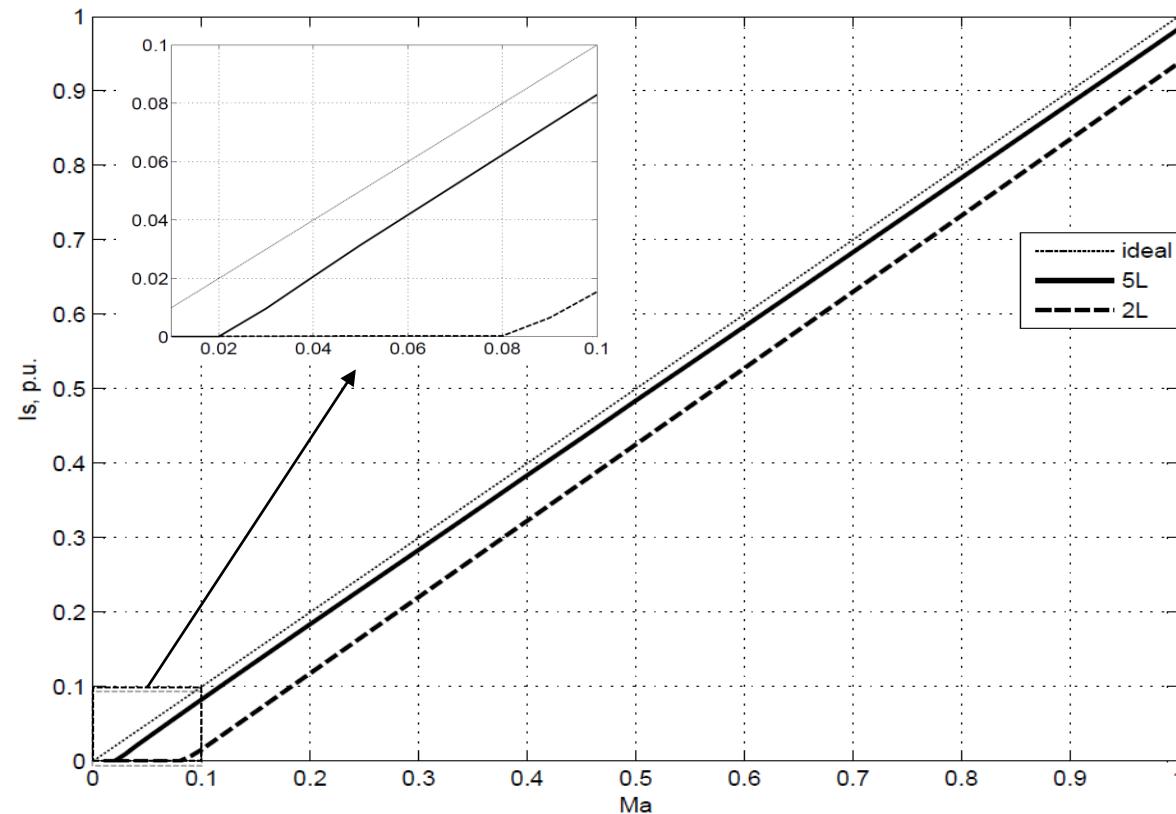
# Трёхфазный мостовой инвертор



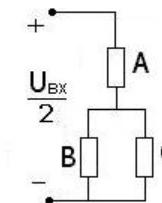
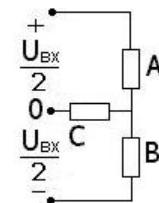
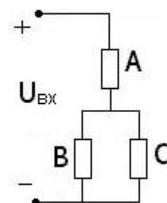
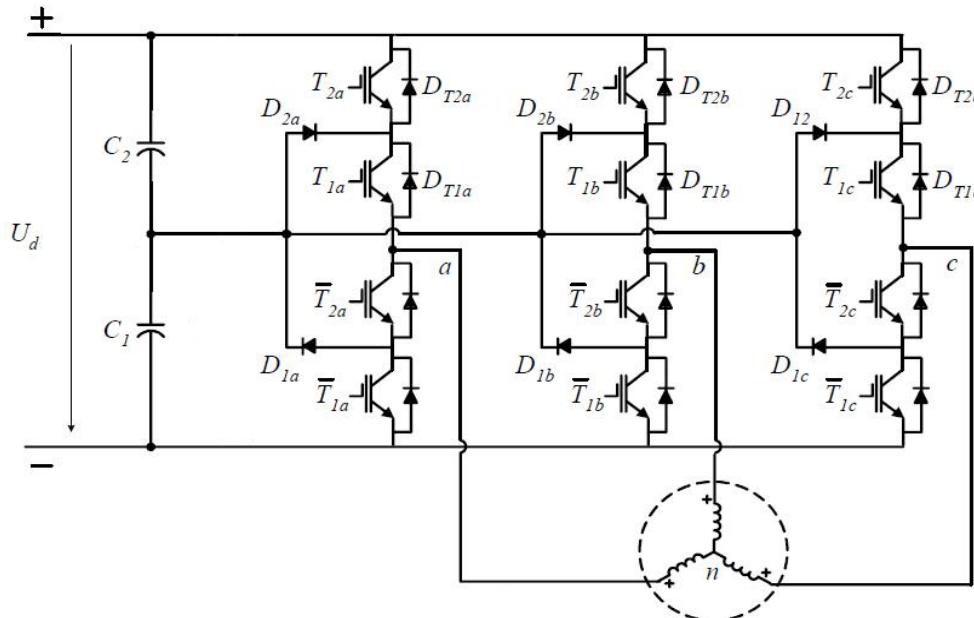
# Напряжения инверторов при различном количестве уровней



# Регулировочные характеристики двухуровневого и пятиуровневого инверторов напряжения



# ТРЕХУРОВНЕВЫЙ ИНВЕРТОР С ФИКСИРУЮЩИМИ ДИОДАМИ



$$D = \frac{w_{\max}}{w_{\min}}; \quad w_{\min} = \gamma_{\min} \cdot U_d$$

# Трёхфазный инвертор на базе трёх однофазных мостовых схем

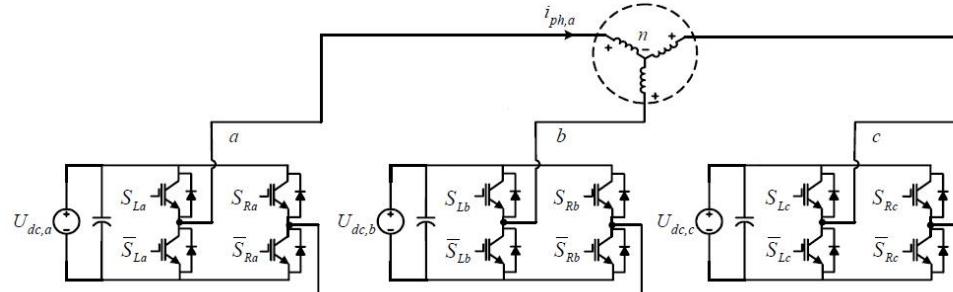


Схема на Н-мостах с непосредственным подключением нагрузки

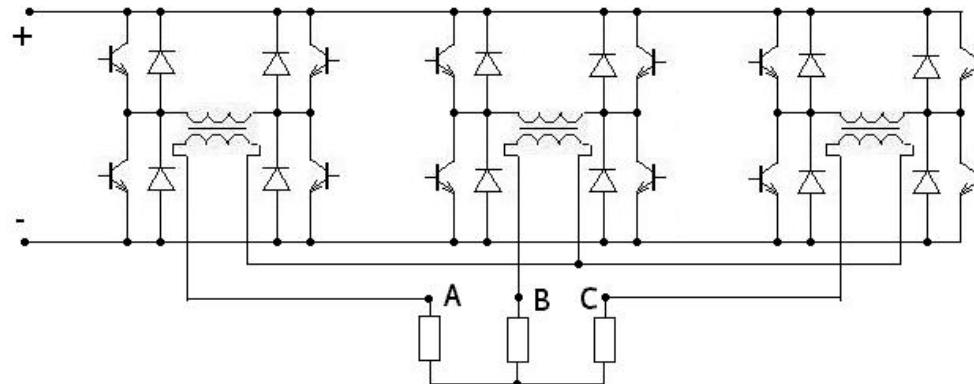
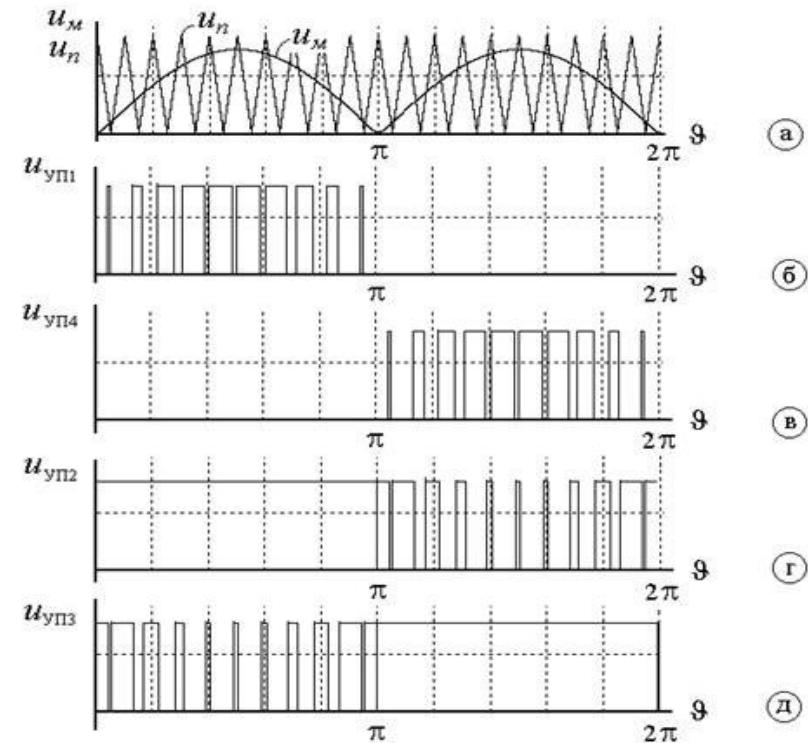
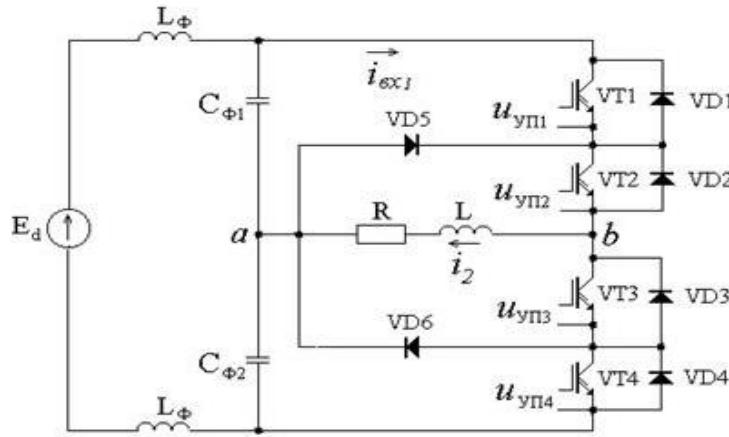


Схема на Н-мостах с трансформаторной развязкой выхода

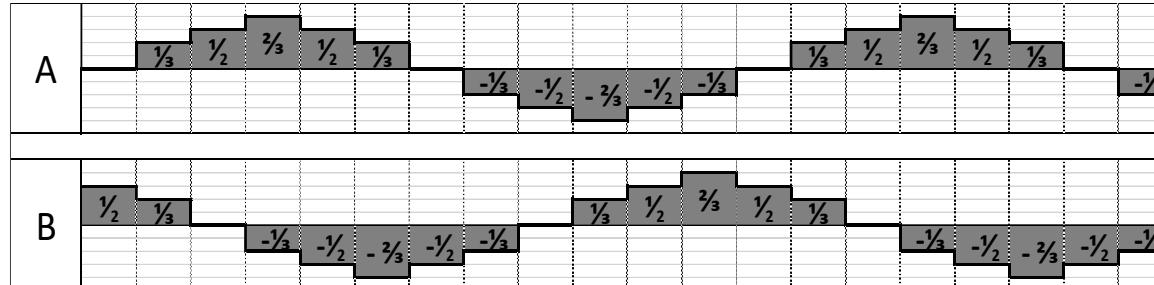
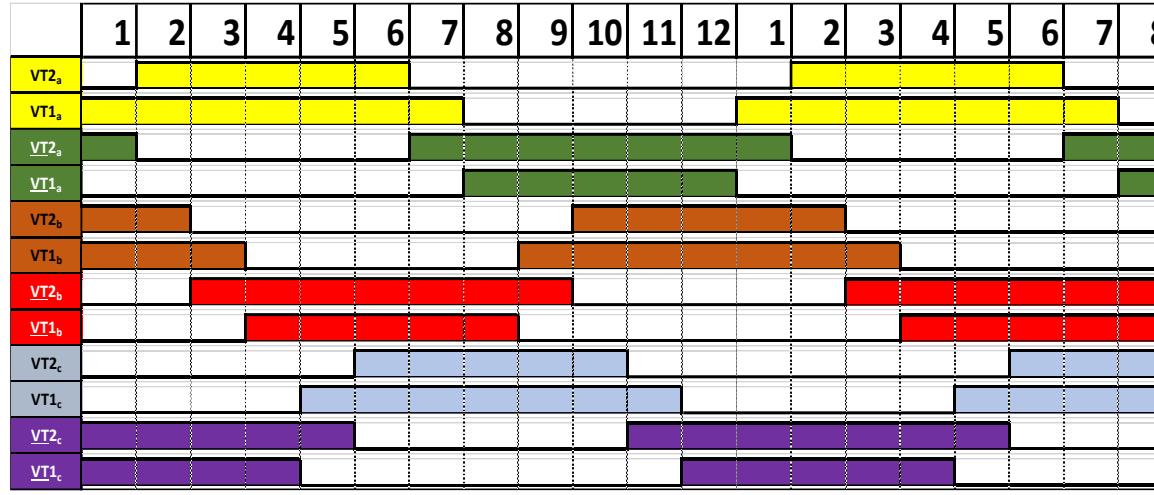
Выходы каждого Н-моста могут непосредственно подключаться к нагрузке

Выходы каждого Н-моста могут подключаться к нагрузке посредством трансформаторной развязки

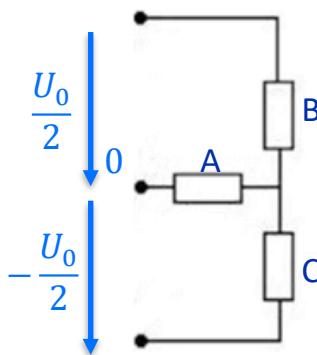
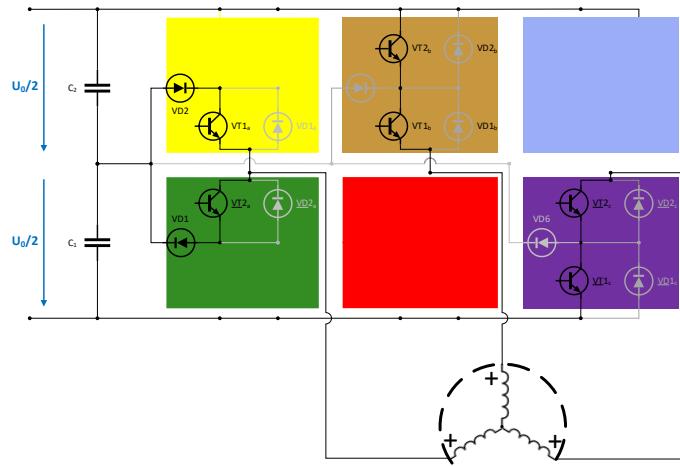
# Однофазная трехуровневая схема



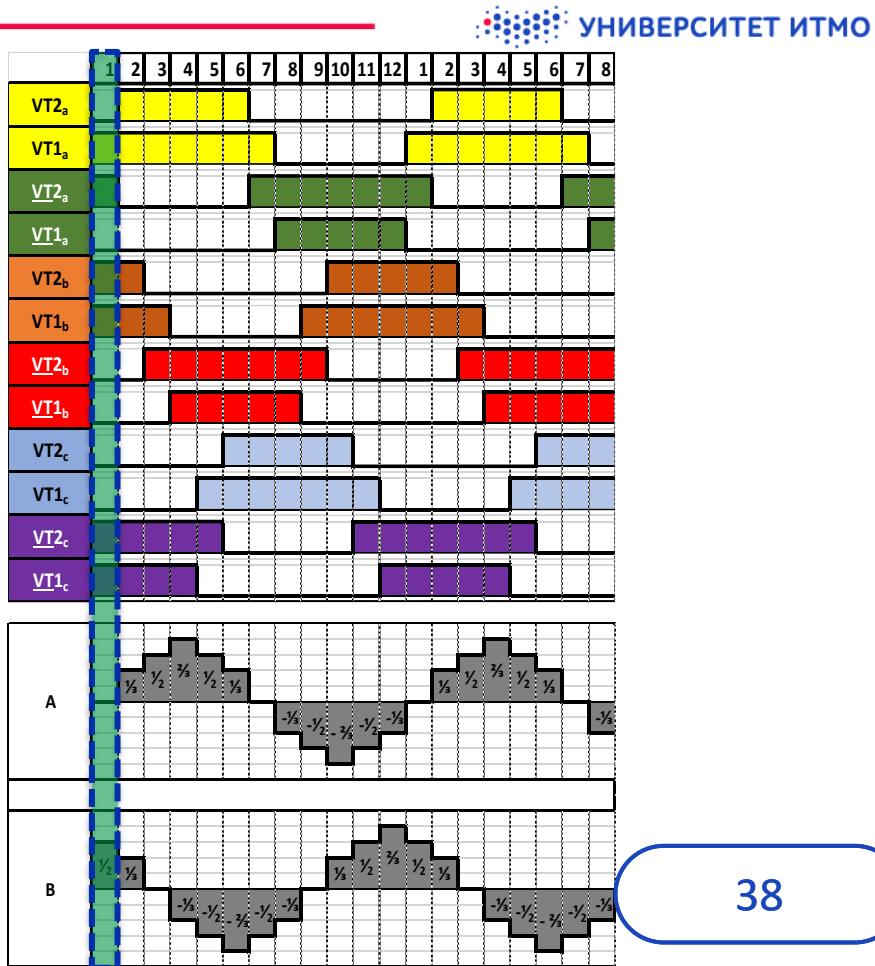
# ШИМ в трехуровневом инверторе



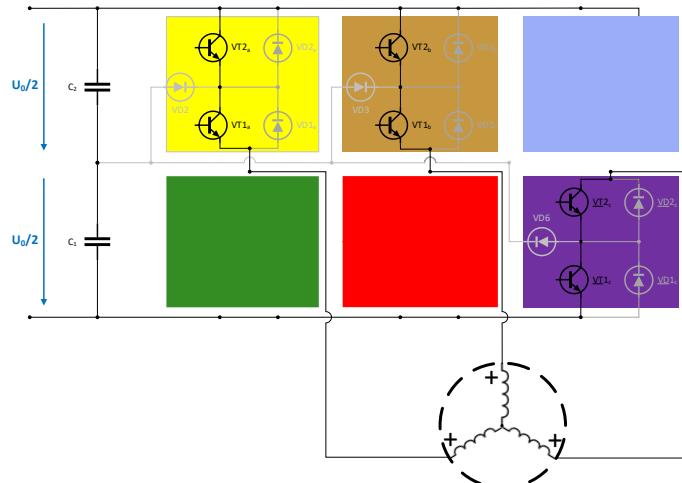
# Пример ШИМ в трехуровневом инверторе



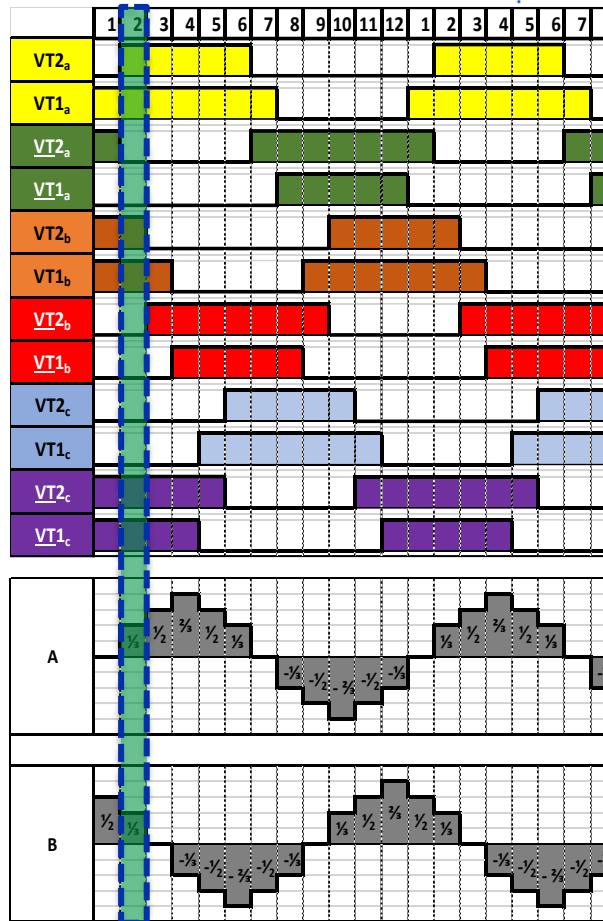
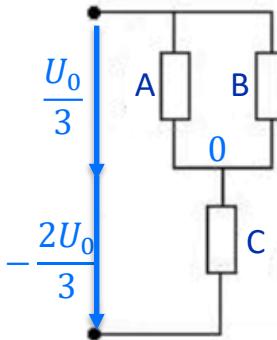
ITsMO more than a  
UNIVERSITY



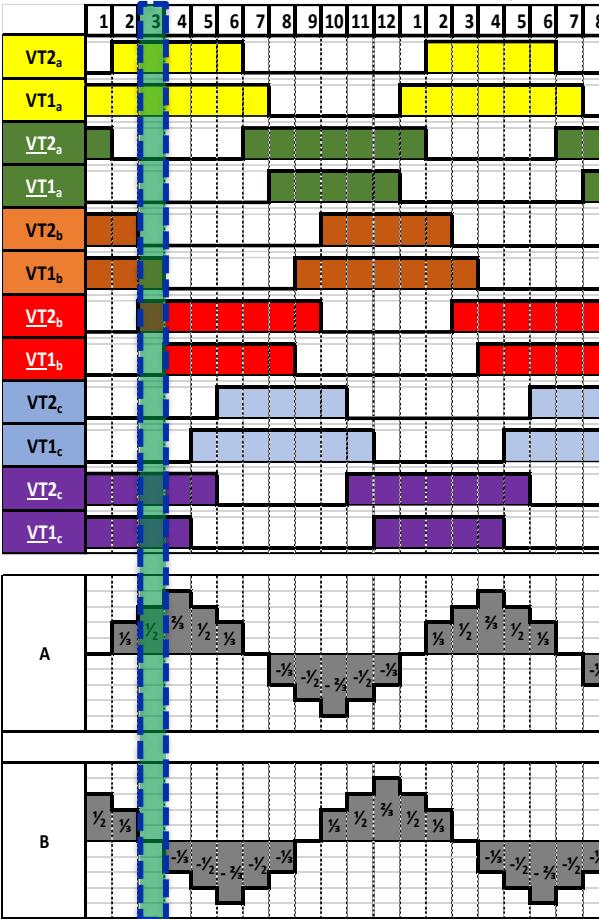
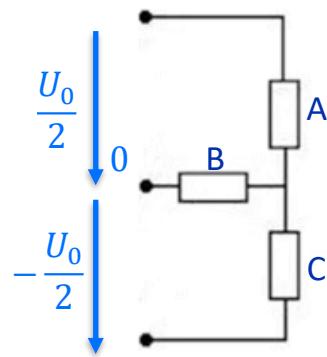
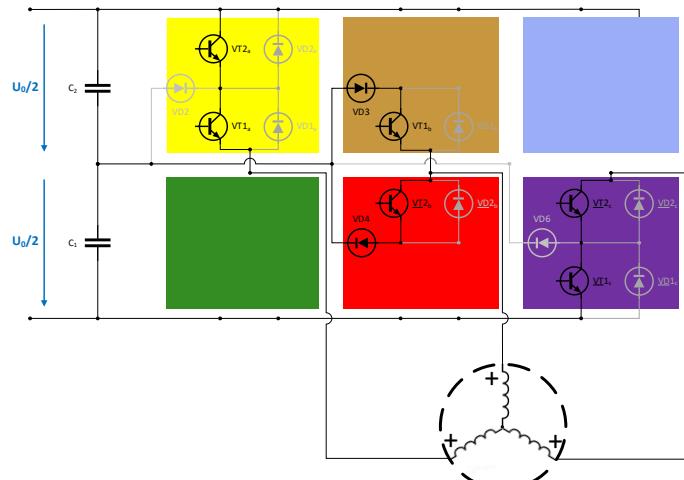
# Пример ШИМ в трехуровневом инверторе



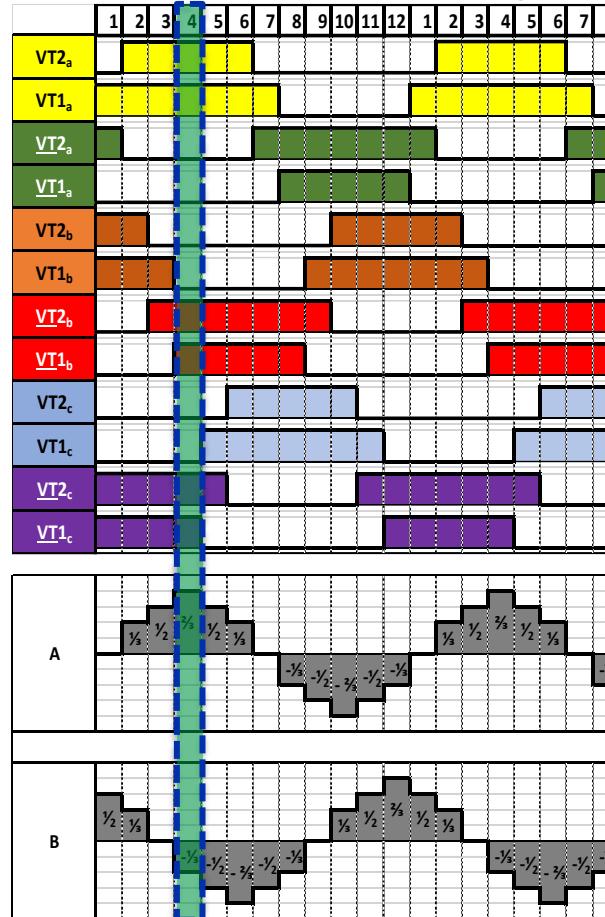
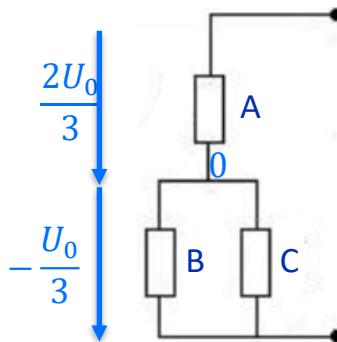
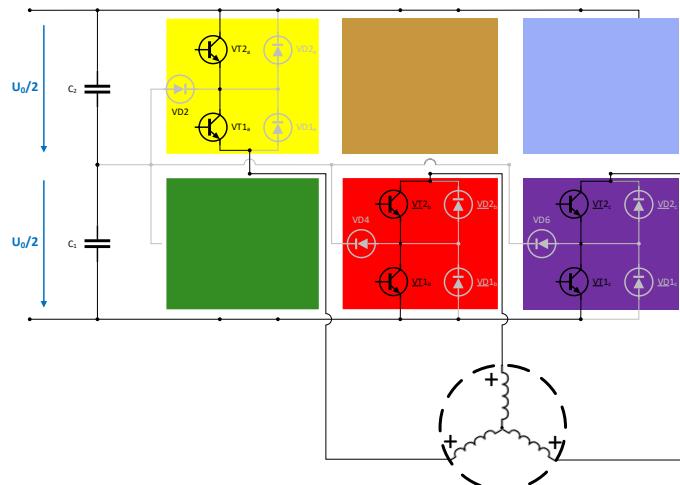
ITsMO more than a  
UNIVERSITY



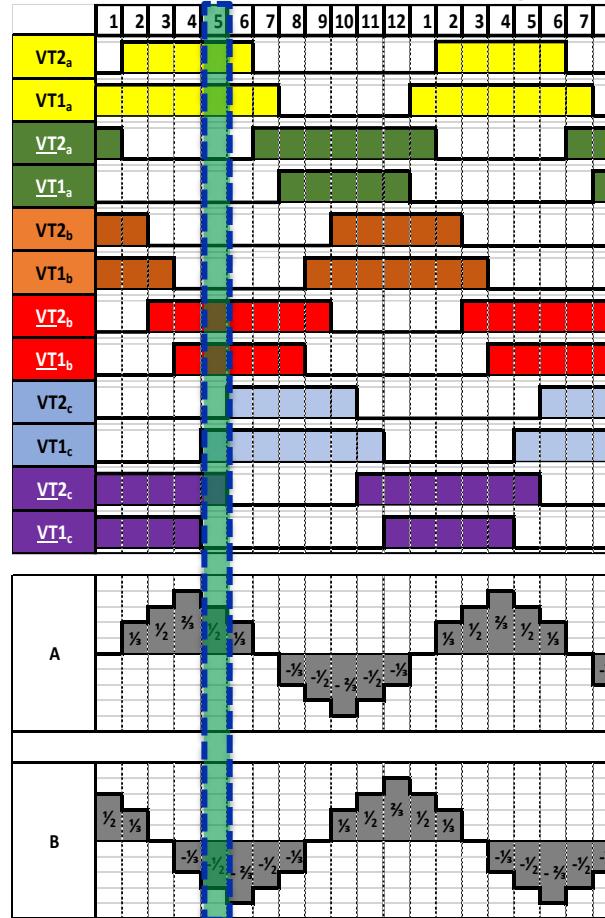
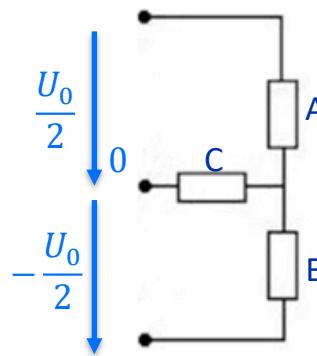
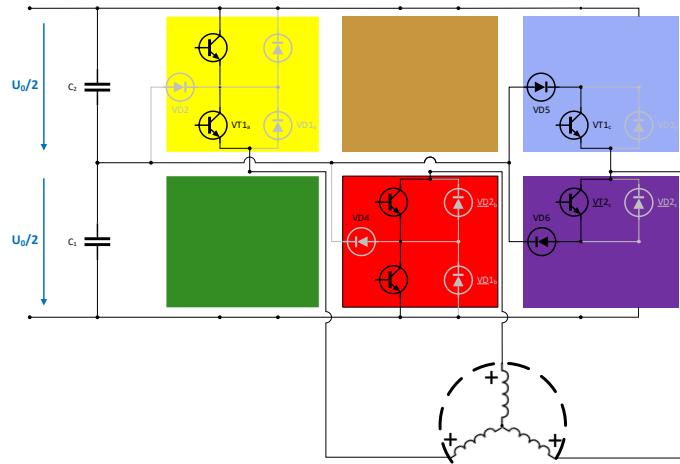
# Пример ШИМ в трехуровневом инверторе



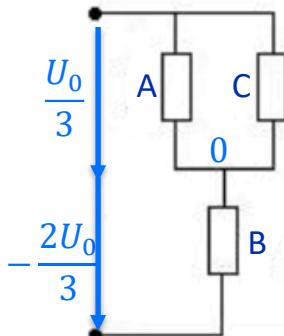
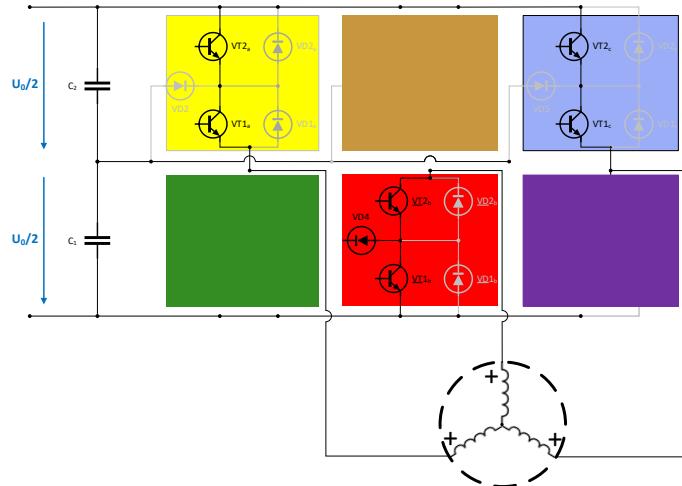
# Пример ШИМ в трехуровневом инверторе



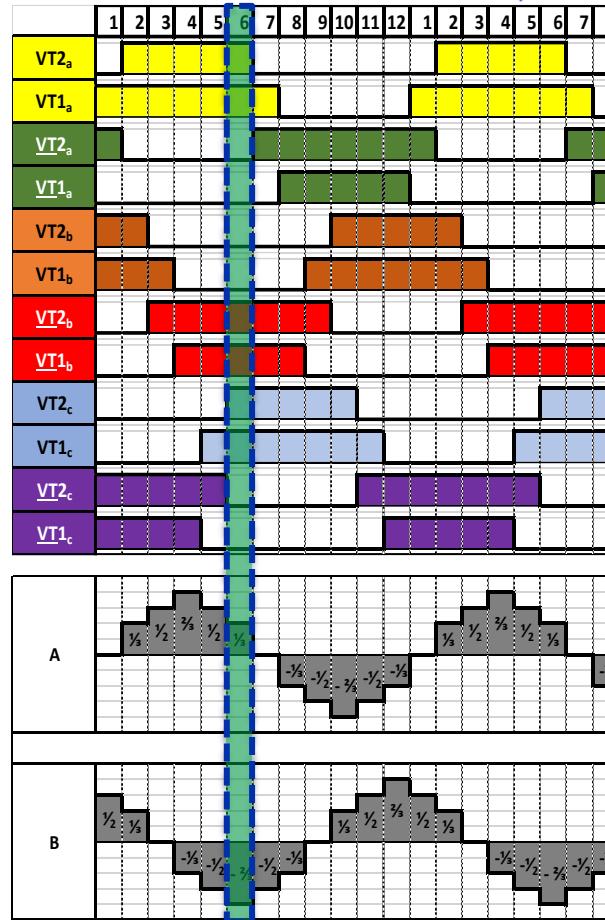
# Пример ШИМ в трехуровневом инверторе

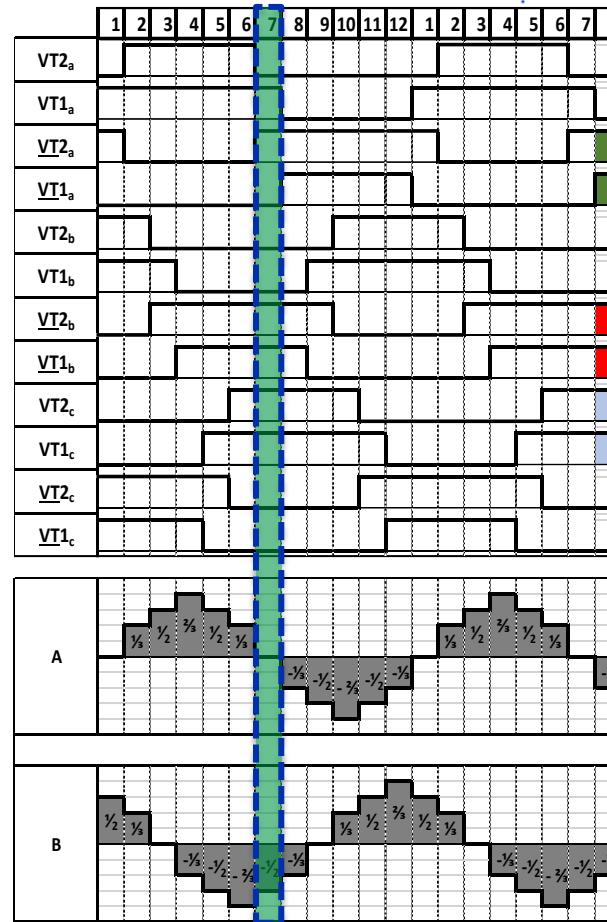
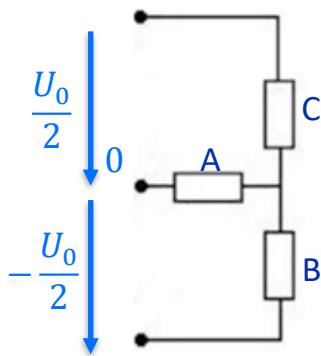
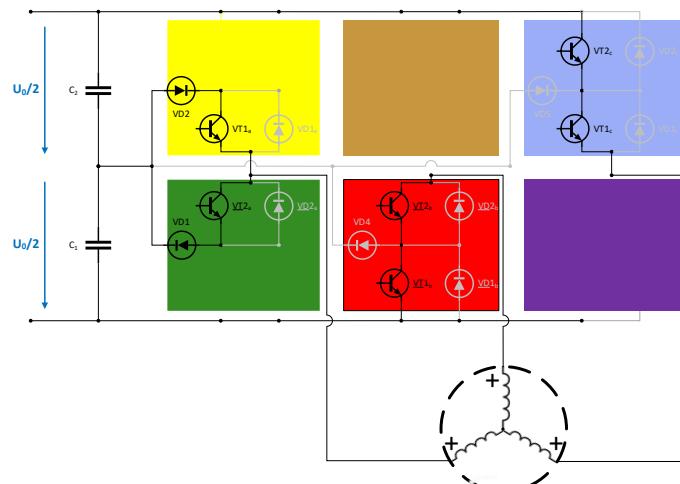


# Пример ШИМ в трехуровневом инверторе

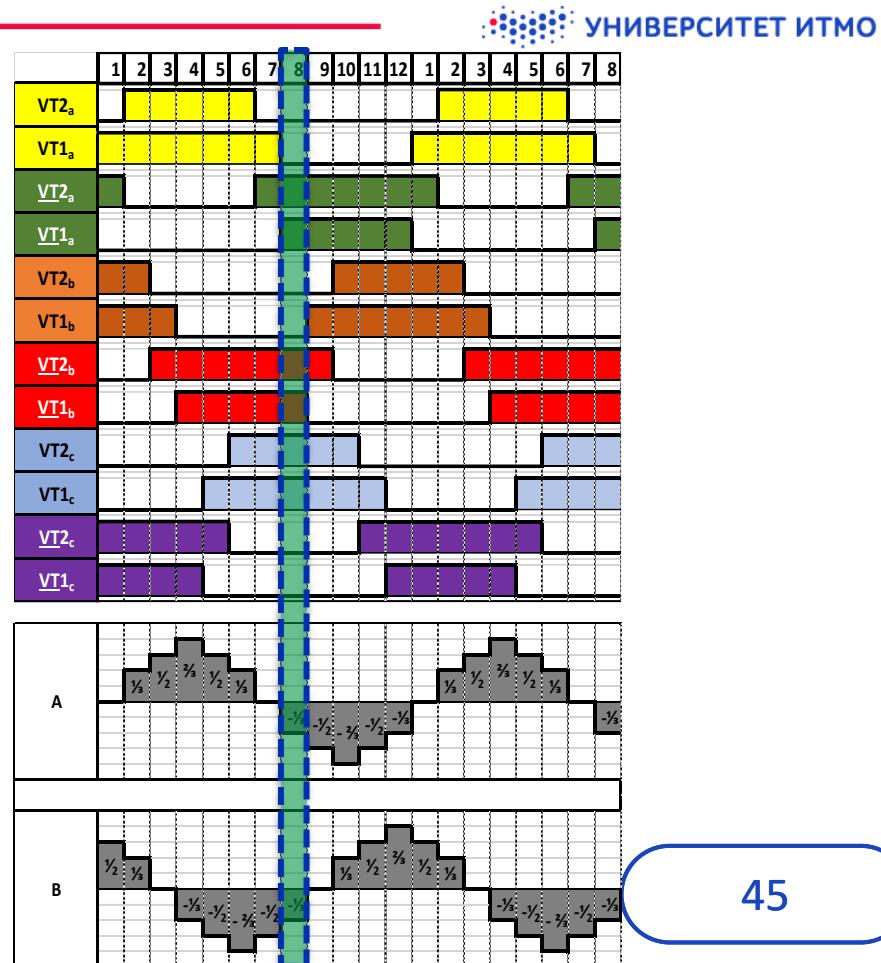
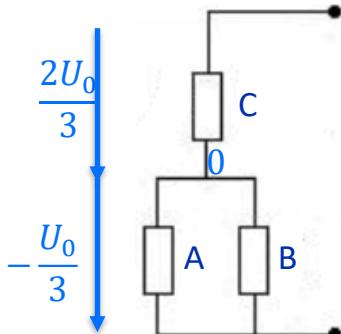
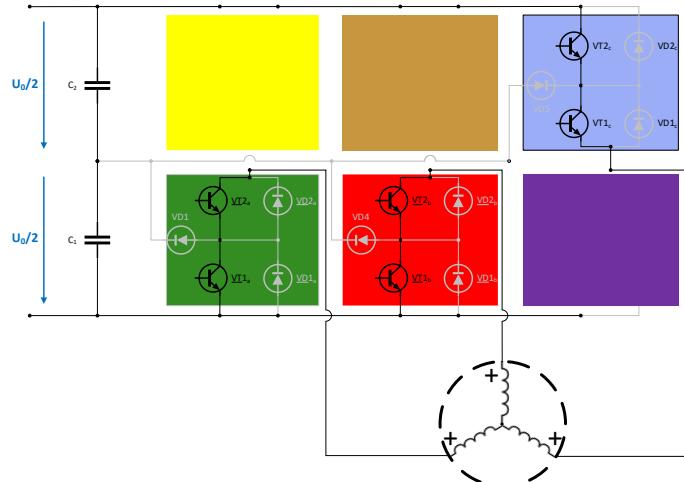


ITsMO more than a  
UNIVERSITY

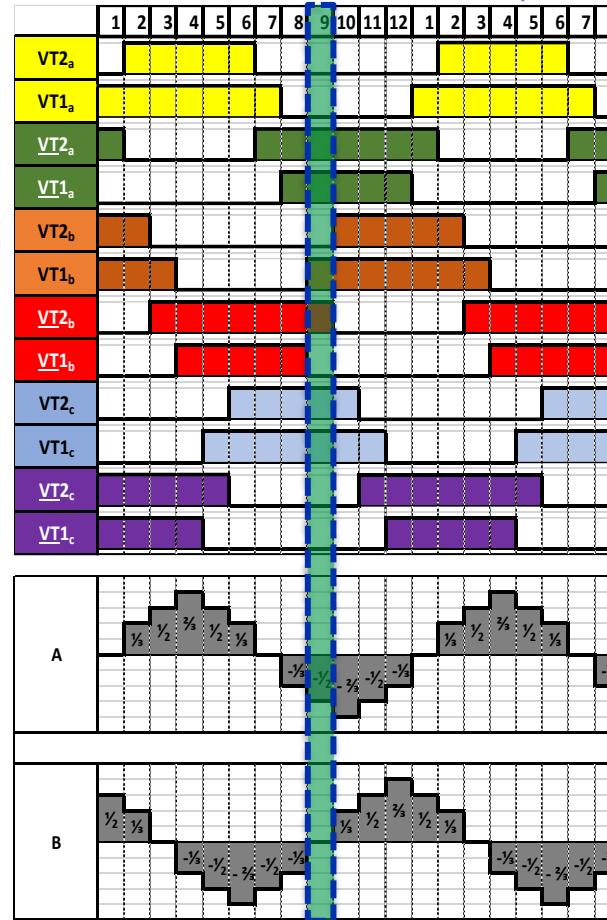
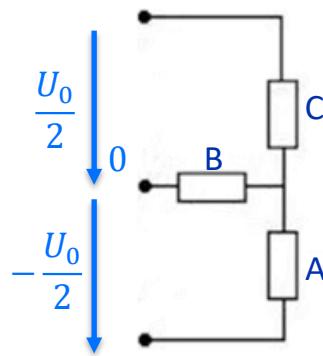
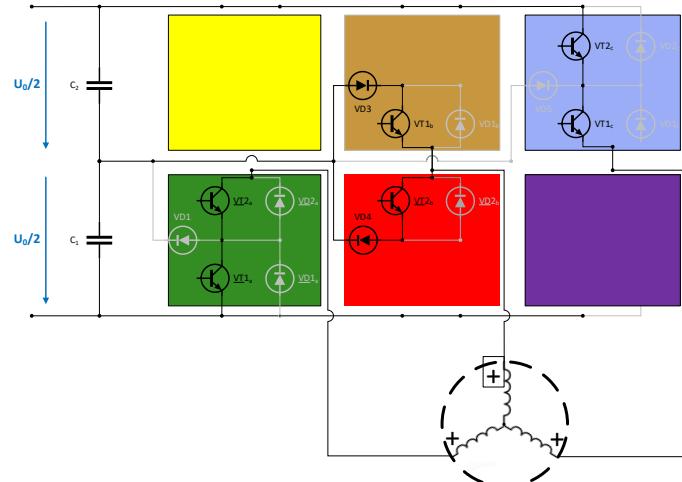




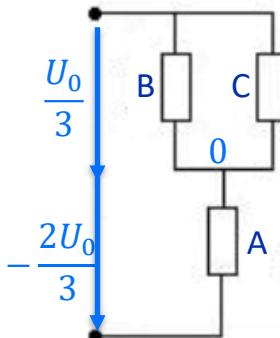
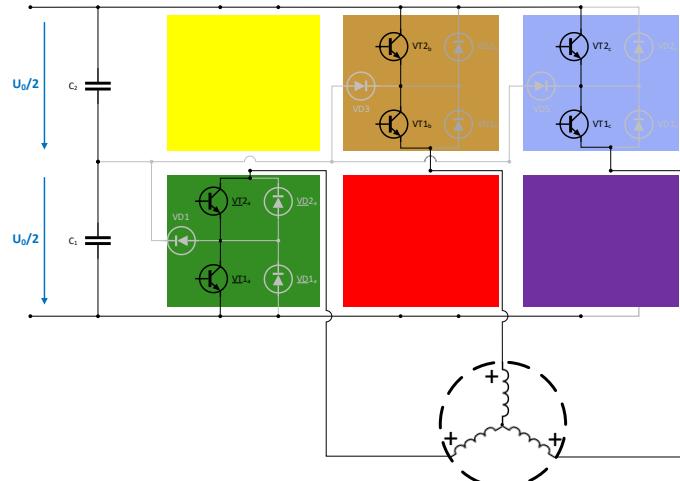
# Пример ШИМ в трехуровневом инверторе



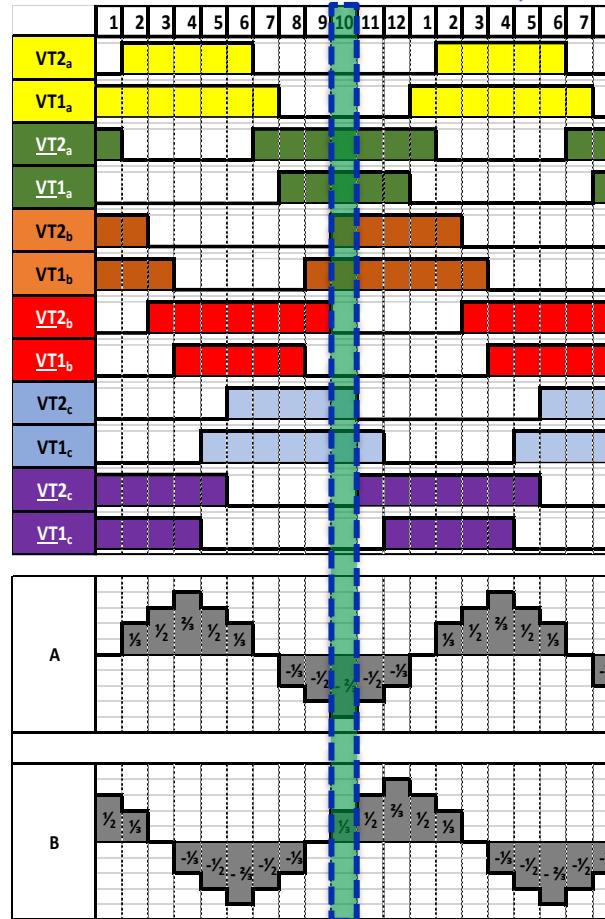
# Пример ШИМ в трехуровневом инверторе



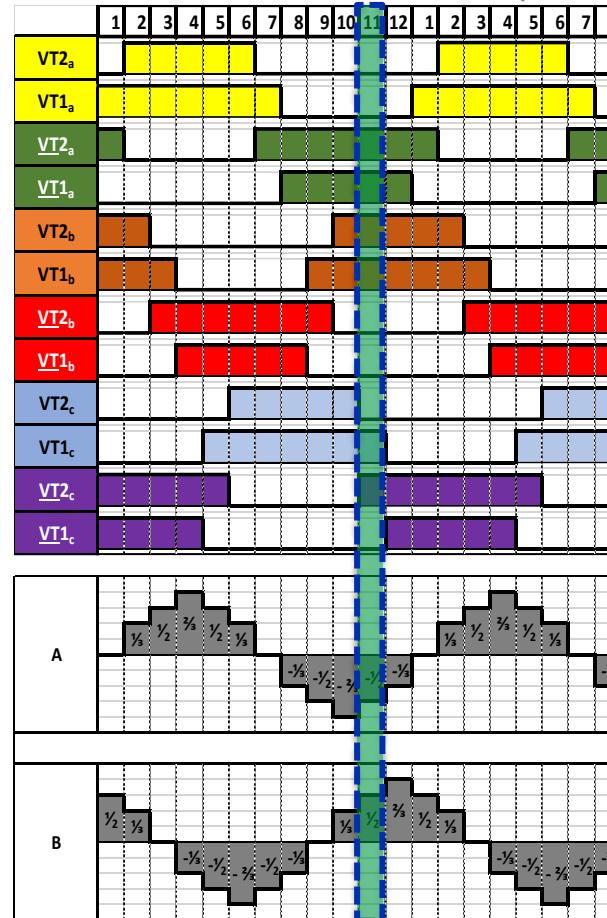
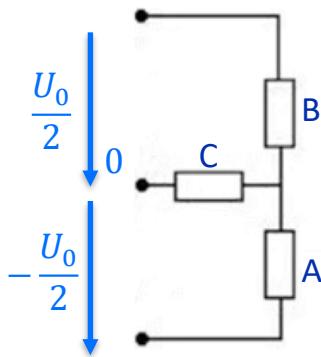
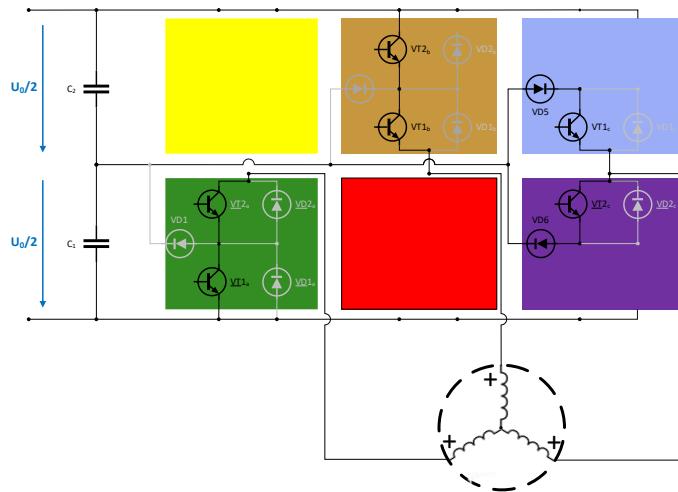
# Пример ШИМ в трехуровневом инверторе



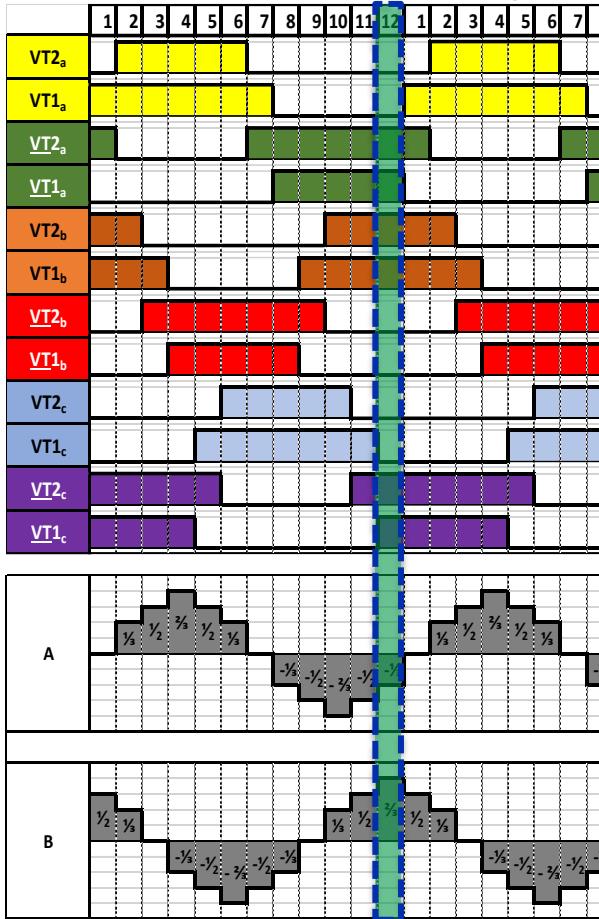
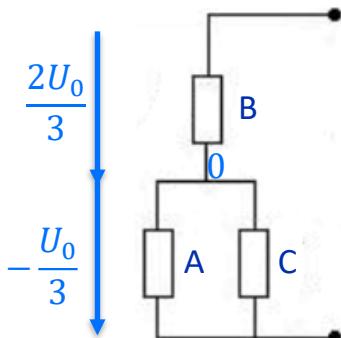
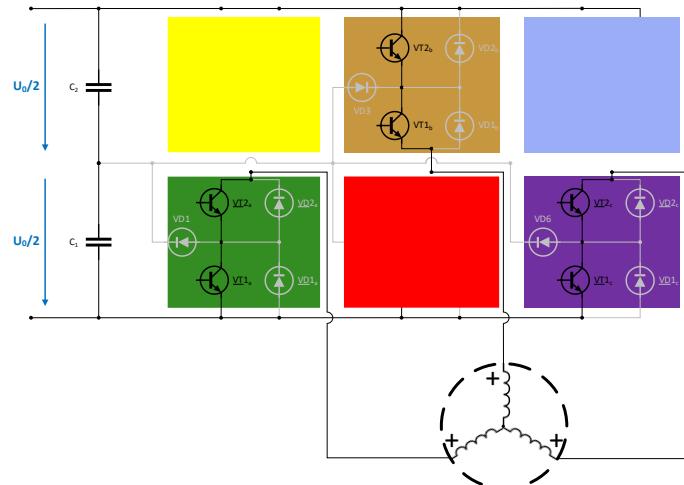
ITsMO more than a  
UNIVERSITY



# Пример ШИМ в трехуровневом инверторе



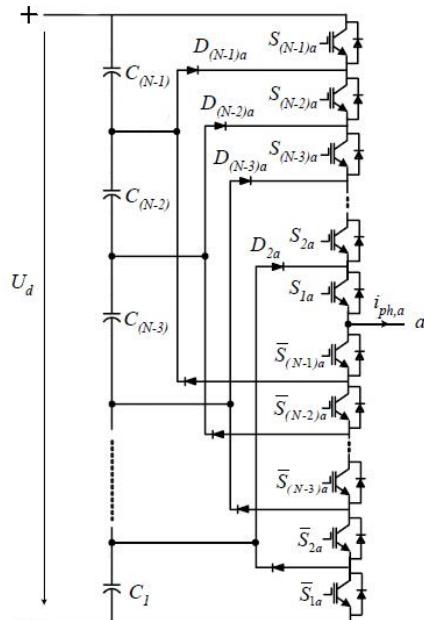
# Пример ШИМ в трехуровневом инверторе



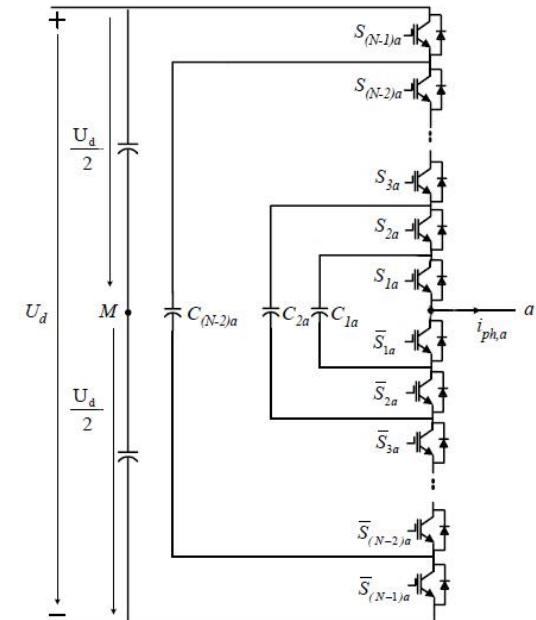
# N-уровневые инверторы напряжения

Увеличения числа уровней базового вектора выходного напряжения можно добиться:

- секционированием (емкостным делителем) общего источника питания постоянного напряжения.



а) схема с секционированием ИПН и блокирующими диодами;

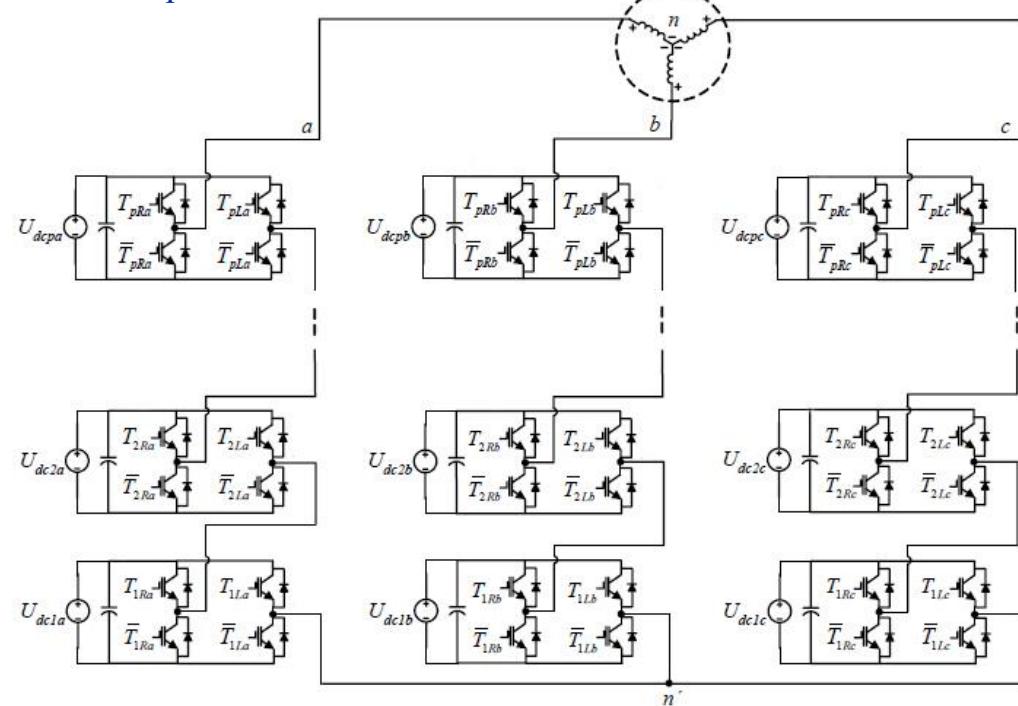


б) схема с навесными конденсаторами

# N-уровневые инверторы напряжения

Увеличения числа уровней базового вектора выходного напряжения можно добиться:

- использованием в каждой фазе последовательного включения ( $N-1$ ) однофазных мостовых ячеек инверторов напряжения, имеющих отдельные источники питания постоянного напряжения

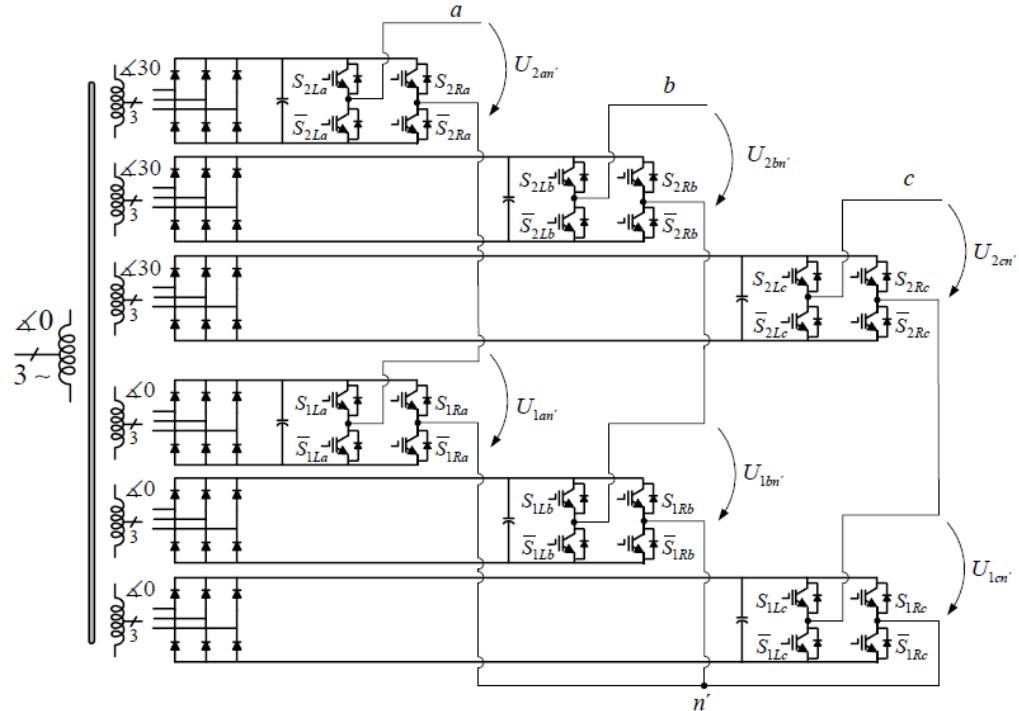


N-уровневый преобразователь на базе одноуровневых инверторов напряжения

# N-уровневые инверторы напряжения

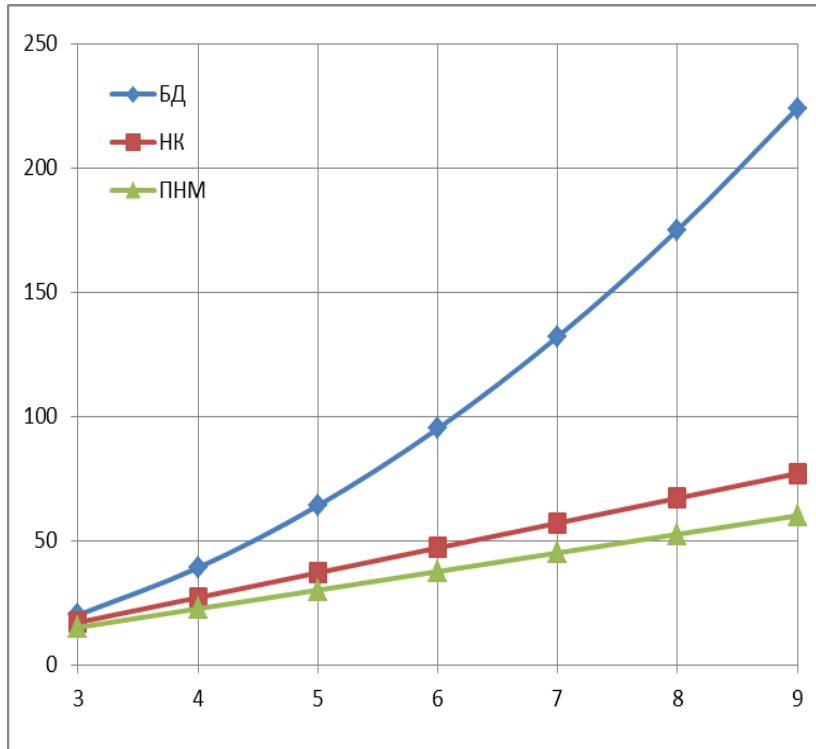
Увеличения числа уровней базового вектора выходного напряжения можно добиться:

- использованием в каждой фазе последовательного включения ( $N-1$ ) однофазных мостовых ячеек инверторов напряжения, имеющих отдельные источники питания постоянного напряжения

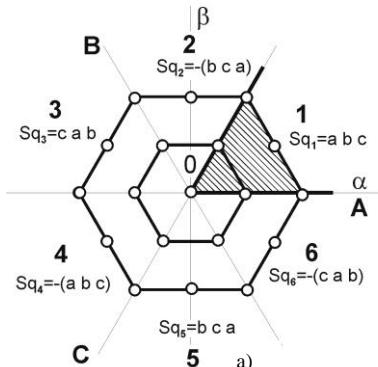


N-уровневый преобразователь на базе одноуровневых инверторов напряжения

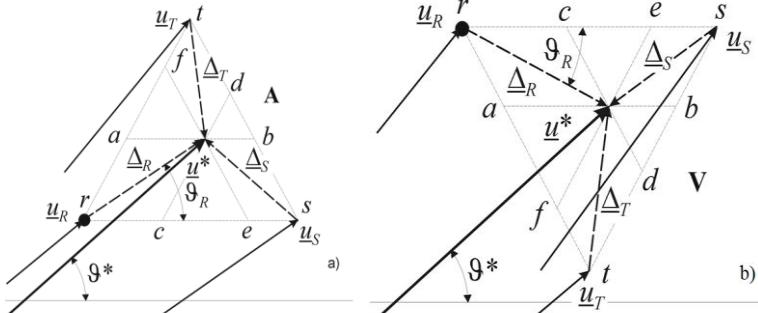
# Сравнение числа необходимых компонентов различных топологий многоуровневых инверторов



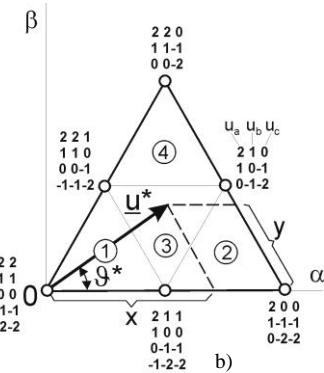
Топология	БД	НК	ПНМ
Силовые модули (транзистор + обратный диод)	$6(N-1)$	$6(N-1)$	$6(N-1)$
Блокирующие диоды	$3(N-1)(N-2)$	0	0
Конденсаторы звена постоянного тока	$(N-1)$	$(N-1)$	$3(N-1)/2$
Балансировочные конденсаторы	0	$3(N-2)$	0
Суммарное число компонентов	$3N^2-2N-1$ $N=3,4,\dots$	$10N-13$ $N=3,4,\dots$	$15(N-1)/2$ $N=5,7,9,\dots$



Возможные состояния ТТИН



Определение базового вектора



$$\underline{U}_k = \frac{2}{3} (u_{ak} + u_{bk} e^{j2\pi/3} + u_{ck} e^{j4\pi/3})$$

$$\tau_T = ra = bs = \frac{2\Delta_R |\sin \theta_R|}{\sqrt{3}}$$

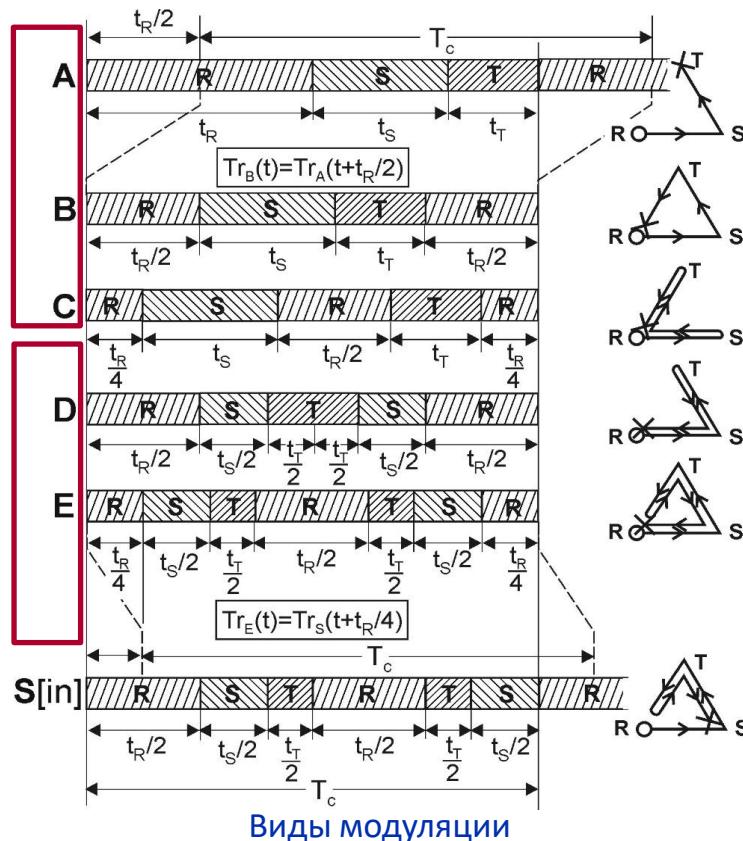
$$\begin{aligned} \tau_S &= rc = td = \Delta_R \cos \theta_R - ra \cdot \sin 30^\circ = \\ &= \Delta_R \cos \theta_R - \tau_T / 2 \end{aligned}$$

$$\tau_R = 1 - \tau_S - \tau_T = 1 - \frac{2\Delta_R}{\sqrt{3}} |\sin(\theta_R + \pi/3)|$$

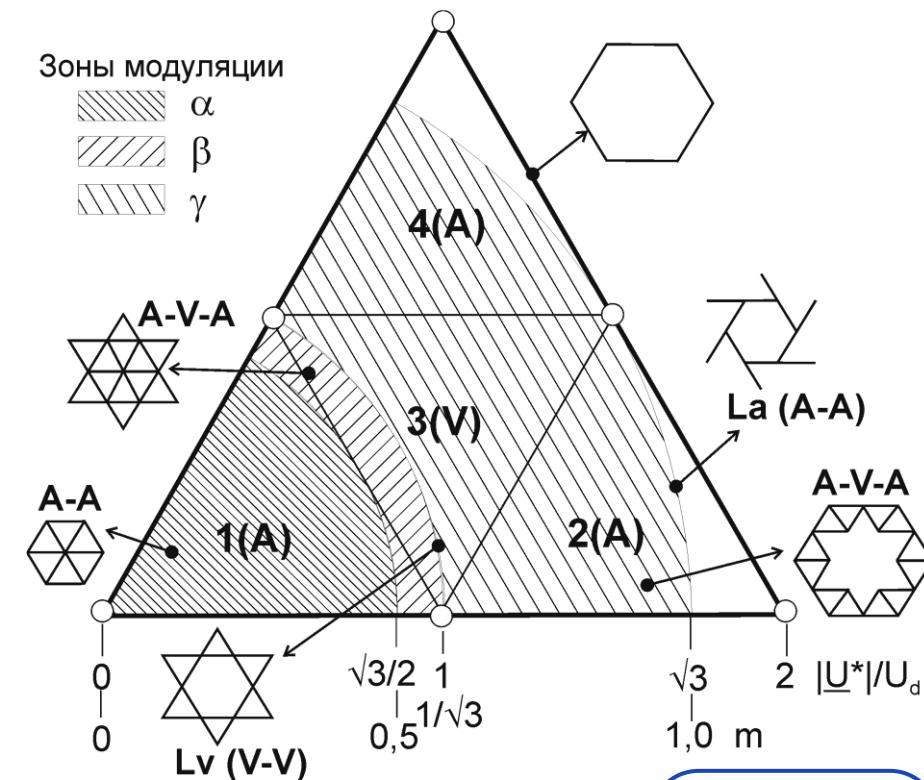
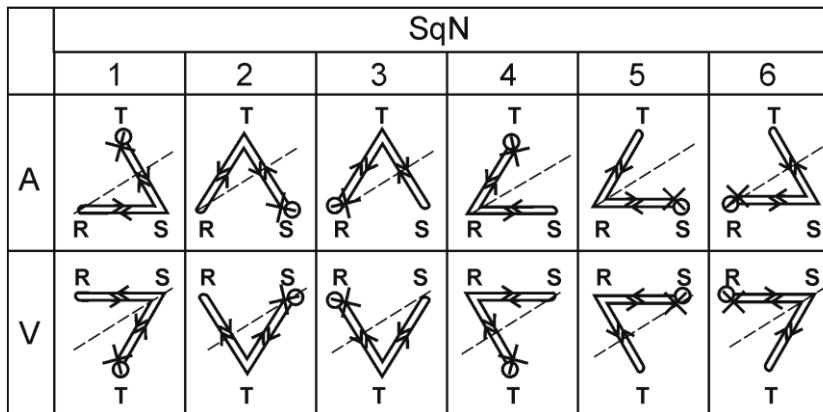
Геометрически вектор заданного напряжения можно представить суммой одного из БВ сегмента  $rst$  и вектора соответствующей векторной разности  $\underline{\Delta}$ , т.е

$$\begin{aligned} \underline{u}^* &= [\underline{u}_R + \underline{\Delta}_R] = [\underline{u}_S + \underline{\Delta}_S] = [\underline{u}_T + \underline{\Delta}_T] = \\ &= \underline{u}_R \tau_R + \underline{u}_S \tau_S + \underline{u}_T \tau_T \end{aligned}$$

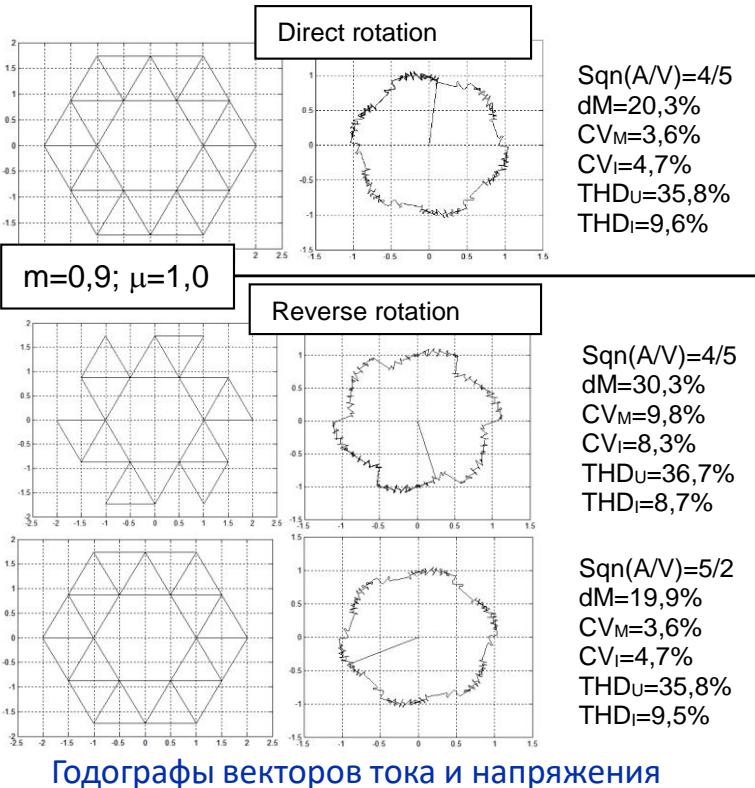
# Наиболее распространённые последовательности формирования БВ и траектории переключения



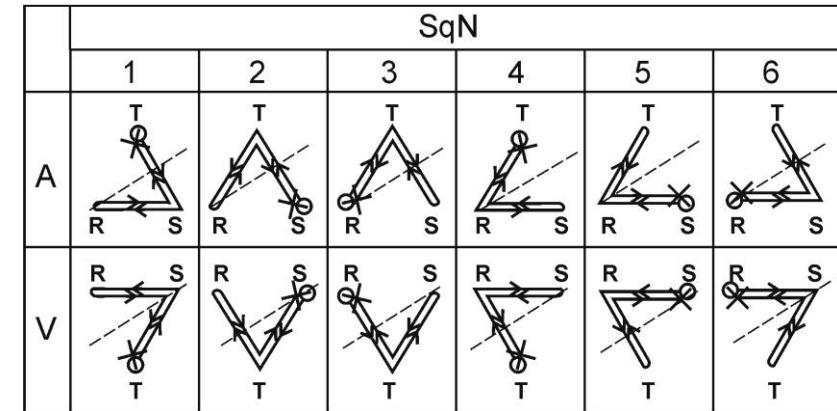
# Наиболее распространённые последовательности формирования БВ и траектории переключения



# Влияние направления вращения на пульсации ЭМ



Годографы векторов тока и напряжения



Возможные траектории переключений А- и В-сегментов при D-модуляции

Зеркально-симметричные последовательности:

- для А-сегментов:

$$1 \leftrightarrow 2,$$

$$3 \leftrightarrow 6,$$

$$4 \leftrightarrow 5$$

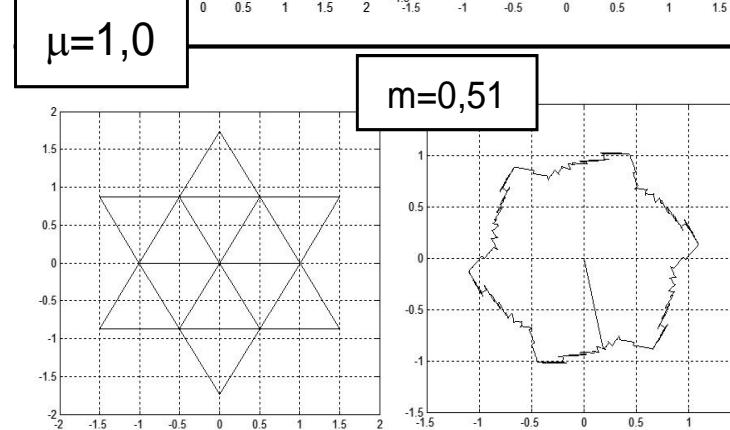
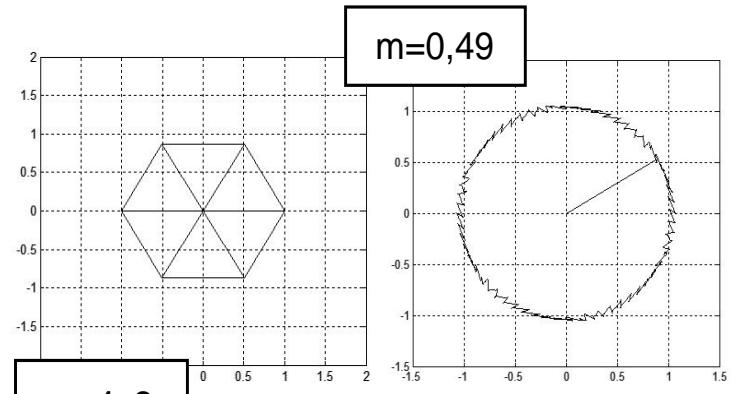
- для В-сегментов

$$1 \leftrightarrow 6,$$

$$2 \leftrightarrow 5,$$

$$3 \leftrightarrow 4$$

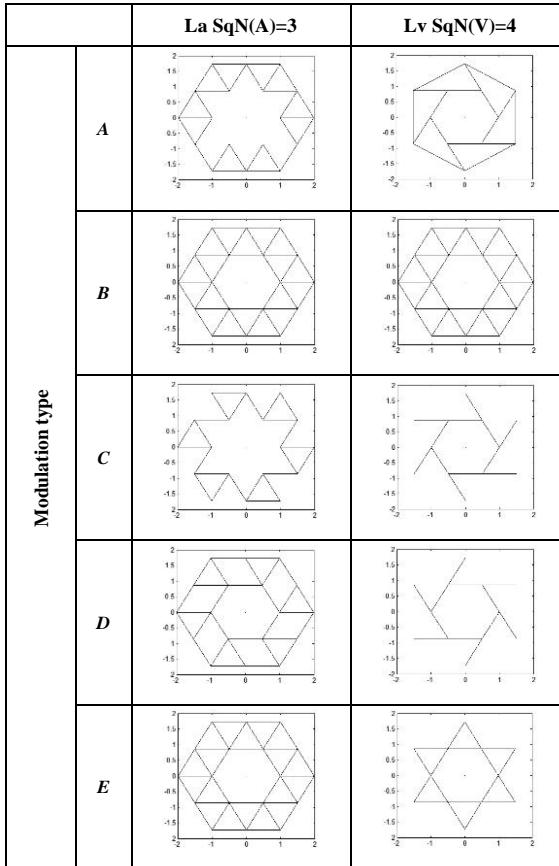
# Переход из одной зоны модуляции в другую



$Sqn(A) = 5$   
 $dM = 7,8\%$   
 $CV_M = 1,4\%$   
 $CV_I = 1,6\%$   
 $THD_U = 54,8\%$   
 $THD_I = 3,2\%$

$Sqn(A/V) = 5/5$   
 $dM = 30,7\%$   
 $CV_M = 8,6\%$   
 $CV_I = 7,9\%$   
 $THD_U = 52,1\%$   
 $THD_I = 9,5\%$

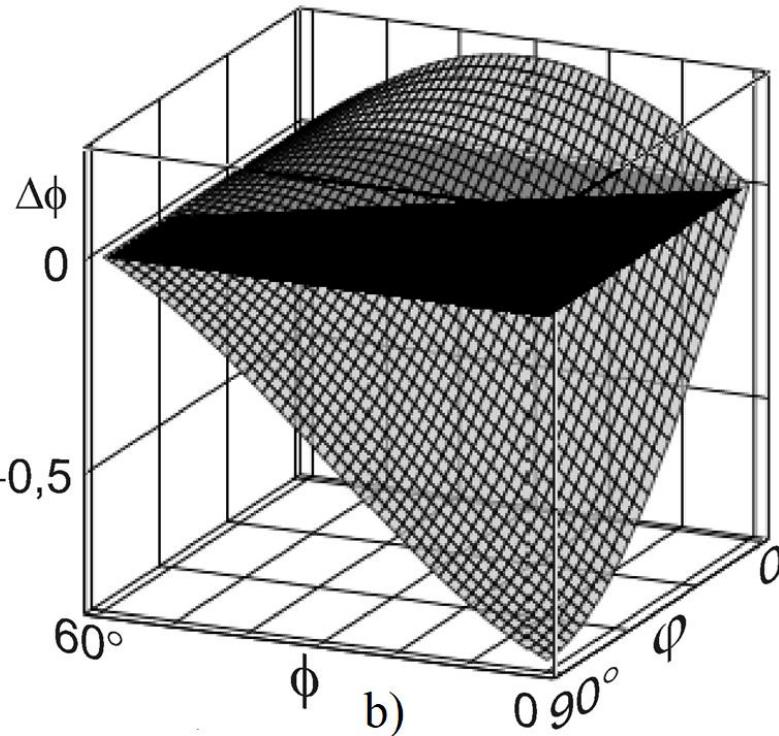
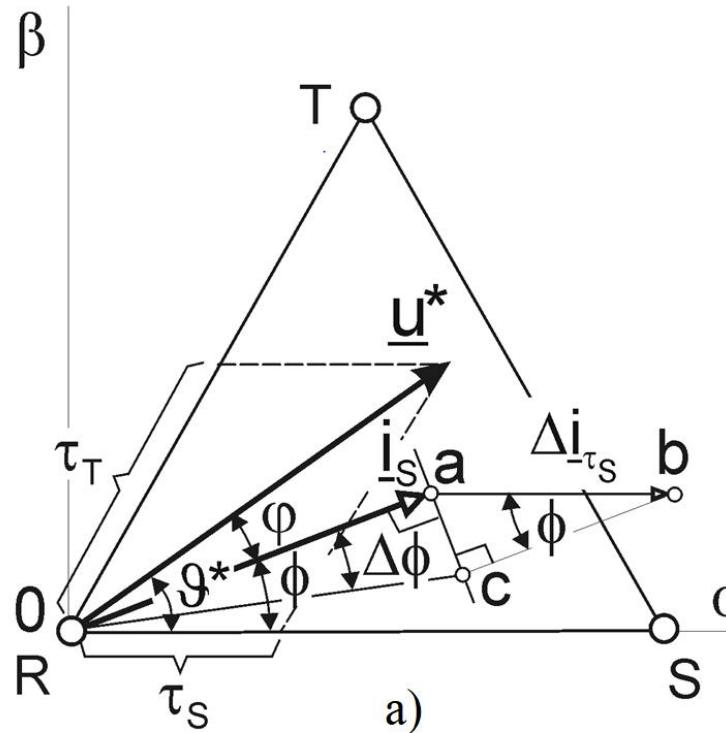
# Влияние вида модуляции на пульсации ЭМ



Нормированные годографы вектора напряжения

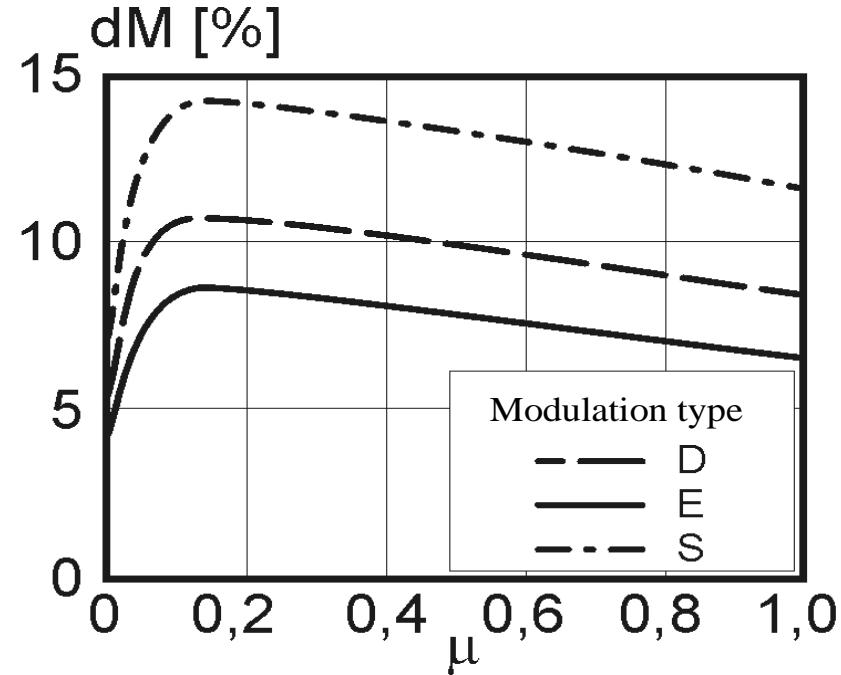
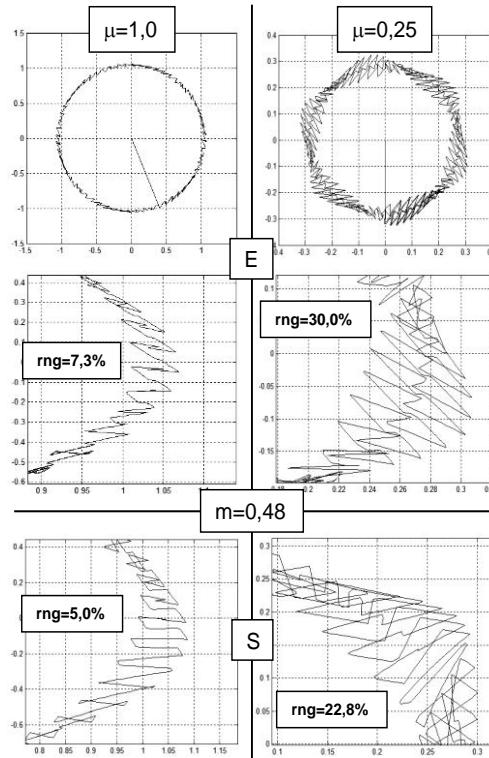
		La SqN(A)=3				
		dM, %	CV <sub>M</sub> , %	CV <sub>I</sub> , %	THD <sub>U</sub> , %	THD, %
Parameters statistics	A	15.28	3.09	2.89	28.51	4.88
	B	14.75	2.55	2.66	28.38	4.62
	C	18.81	2.82	2.78	28.56	4.87
	D	14.09	2.02	2.29	26.80	3.31
	E	11.34	1.48	1.54	26.87	3.06
	Max	18.81	3.09	2.89	28.56	4.88
	Min	11.34	1.48	1.54	26.80	3.06
	Max-Min	7.47	1.61	1.35	1.76	1.82
	Med	14.85	2.39	2.43	27.82	4.15
	SD	2.68	0.65	0.55	0.91	0.89
Lv SqN(V)=4						
Parameters statistics	A	9.86	1.85	1.97	43.66	3.38
	B	9.55	1.58	1.78	45.56	3.38
	C	9.28	1.87	2.15	46.19	3.20
	D	9.13	1.27	1.12	45.21	2.78
	E	7.82	0.94	1.16	45.18	2.25
	Max	9.86	1.87	2.15	46.19	3.98
	Min	7.82	0.94	1.12	43.66	2.25
	Max-Min	2.04	0.93	1.04	2.53	1.73
	Med	9.13	1.50	1.64	45.16	3.12
	SD	0.78	0.40	0.47	0.93	0.65

Параметры пульсаций на границах зоны  $\gamma$



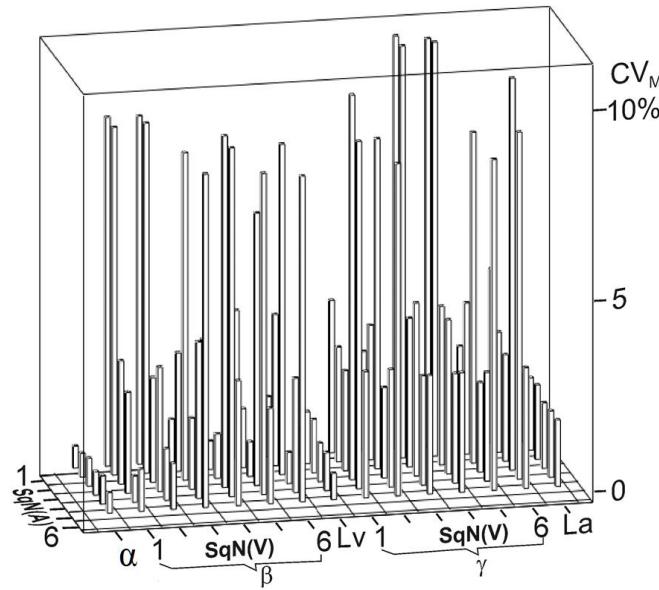
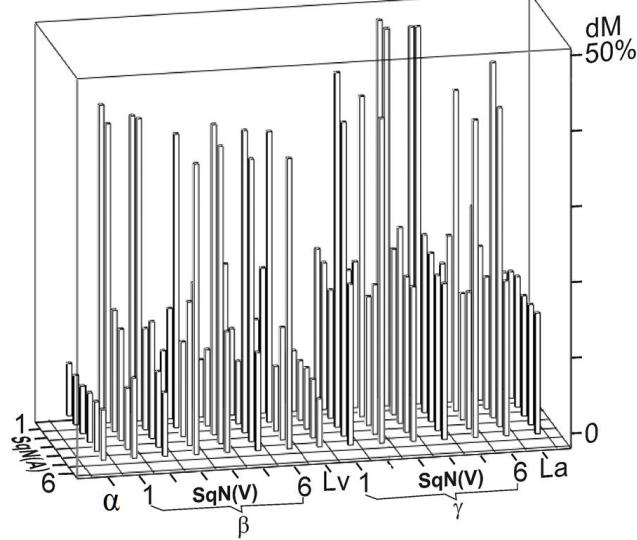
$$\Delta M = C \left[ (|i_{s0}| + \Delta|i_s|) \Delta\phi \cdot \cos\phi_0 + \Delta|i_s| \cdot \sin\phi_0 \right]$$

# Влияние нагрузки на пульсации ЭМ



Влияние нагрузки на пульсации ЭМ

# Пульсации ЭМ при глубоком регулировании



Диаграммы размаха пульсаций ЭМ а) и коэффициента вариации для D-модуляции б)  
при номинальной нагрузке двигателя

- ✓ Напряжение на выходе таких преобразователей имеет многоступенчатую форму, вследствие чего снижается коэффициент гармоник по сравнению с обычной двухуровневой схемой.
- ✓ эффективная частота коммутации многоуровневых инверторов является функцией числа уровней напряжения.
- ✓ Увеличение числа уровней позволяет добиться улучшения гармонического состава (коэффициента гармоник) при снижении частоте коммутации.
- ✗ число уровней ограничено сложностью алгоритмов управления, усложнением структуры системы, стоимостью оборудования и растущими тепловыми потерями.
- ✗ суммарное количество необходимых компонентов отличается в каждой топологии, и эта разница растёт с увеличением числа получаемых уровней напряжения

- Алгоритмы пространственно-векторной ШИМ (ПВШИМ), построенные на основе спектральных оценок качества выходного напряжения и/или тока инвертора, не могут обеспечить минимизацию пульсаций электрической машины (ЭМ) при частотном регулировании, т.к. в них не учитывается фазовый спектр гармоник.
- Оптимизация алгоритма ПВШИМ на основе оценки пульсаций модуля вектора тока статора возможна только для нагрузки двигателя близкой к номинальной.
- Минимизация пульсаций ЭМ при глубоком регулировании возможна путём выбора соответствующих траекторий переключения на основе моделирования электромеханических процессов в приводе с учётом вариации нагрузки.
- Реверс в приводе должен сопровождаться изменением траекторий переключения транзисторов моста на зеркально-симметричные. В противном случае, это может привести к многократному увеличению пульсаций ЭМ.



УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

# Современные преобразователи робототехнических и энергетических систем и комплексов

## Раздел 3

### Показатели качества энергопотребления и удельные энергетические показатели и способы их улучшения

*Коэффициенты преобразования устройства по напряжению и току*

$$K_{\text{НП}} = \frac{U_{\text{вых.п.}}}{U_{\text{вх.п.}}}$$

*Коэффициент искажения тока*

$$\nu_I = \frac{I_1}{I}$$

*Коэффициент гармоник тока*

*Fundamental total harmonic distortion*

$$\text{THD}_F = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}}{V_1}$$

$$K_{\text{ГТ}} = \frac{I_{\text{в.г.}}}{I_1} = \sqrt{\frac{1}{\nu_I^2} - 1}$$

$$K_{\text{ТП}} = \frac{I_{\text{вых.п.}}}{I_{\text{вх.п.}}}$$

*Коэффициент искажения напряжения*

$$\nu_u = \frac{U_1}{U},$$

*Коэффициент несинусоидальности*

*RMS total harmonic distortion*

$$\text{THD}_R = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots}}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots}} = \frac{\text{THD}_F}{\sqrt{1 + \text{THD}_F^2}}$$

$$K_{\text{НИ}} = \frac{I_{\text{в.г.}}}{I}$$

$I_{\text{в.г.}}$  – действующее значение высших гармоник тока (отличных от первой гармоники).

## Коэффициент сдвига тока

$$\cos(\phi_1) = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}}$$

где  $P_{(1)}$  – активная мощность в цепи, создаваемая первыми гармониками напряжения и тока;

$Q_{(1)}$  – реактивная мощность сдвига в цепи, создаваемая первыми гармониками напряжения и тока.

## Коэффициент мощности

$$\chi = \frac{P}{S}$$
 где  $P$  – активная мощность;  
 $S$  – полная мощность.

В случае цепи с синусоидальным напряжением и несинусоидальным током

$$\chi = \frac{P_1}{S} = \frac{E \cdot I_1 \cdot \cos(\phi_1)}{E \cdot I} = v_I \cdot \cos(\phi_1)$$

## Коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_{\text{дых}}}{P_{\text{вх}}} \quad P_{\text{дых}} = U_{1\text{вых}} \cdot I_{1\text{вых}} \cdot \cos(\phi_1)_{\text{вых}} = U_{1\text{вх}} \cdot I_{1\text{вх}} \cdot \cos(\phi_1)_{\text{вх}}$$
$$\cos(\phi_1)_{\text{вх}} = K_{\text{НП}} \cdot K_{\text{ТП}} \cdot \cos(\phi_1)_{\text{вых}} \text{ при } \eta \cong 1$$

## Коэффициент мощности

$$\chi = \frac{P}{S} \quad \text{где } P - \text{активная мощность;} \\ S - \text{полная мощность.}$$

## Коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_{\text{дых}}}{P_{\text{вх}}}$$

## Энергетический коэффициент полезного действия

$$\eta_{\mathcal{E}} = \frac{P_{\text{дых}}}{S_{\text{вх}}} = \frac{P_{\text{дых}}}{P_{\text{вх}}} \cdot \frac{P_{\text{вх}}}{S_{\text{вх}}} = \eta \chi$$

## Коэффициент пульсаций для цепей постоянного тока

$$K_{\text{ripple}} = \frac{A_m}{A_{av}} \quad \text{где } A_m - \text{амплитуда данной (обычно первой) гармонической} \\ \text{составляющей напряжения (тока),} \\ A_{av} - \text{среднее значение напряжения (тока).}$$

Для расчета энергетических показателей процессов необходимо знать:

- действующие значения первых гармоник напряжения и тока цепи;
- угол сдвига между ними;
- действующие значения напряжения и тока;
- действующие значения высших гармоник напряжения и тока;
- активную и реактивную мощности цепи.

*Установленная мощность двухобмоточного трансформатора*

$$S_{\text{T}}^* = \frac{S_{\text{T}}}{P_{\text{H}}} = \frac{U_1 I_1 + U_2 I_2}{2P_{\text{H}}}$$

*Установленная мощность реактора*

$$S_L^* = \frac{S_L}{P_{\text{H}}} = \frac{1}{2} \frac{U_L I_L}{P_{\text{H}}}$$

Реактор в цепи постоянного тока характеризуется уже запасенной энергией при заданной частоте и уровне пульсаций тока

$$W = LI^2$$

Установленная (реактивная) мощность конденсатора в цепи синусоидального напряжения (по отношению к активной мощности цепи)

$$Q_C^* = \frac{Q_C}{P_{\text{H}}} = \frac{U_C I_C}{P_{\text{H}}}$$

Конденсатор в цепи постоянного напряжения характеризуется запасенной энергией  $CU_2$  при заданном уровне и частоте пульсаций напряжения (уровне высших гармоник напряжения)

$$W_c = CU^2$$

Установленная мощность **неполностью** управляемых вентилей (тиристоров)

$$S_B = nI_a U_{b\max}$$

Установленная мощность **полностью** управляемых вентилей определяется через максимальное среднее значение анодного тока вентиля  $I_{a\max}$

$$S_B = nI_{a\max} U_{b\max}$$

Показатель *удельной массы устройства* [кг/кВА]

$$M_s = \frac{M}{S}$$

где  $M$  – масса устройства, кг  
 $S$  – установленная (полная) мощность, кВА.

Показатель *удельного объема устройства* [дм<sup>3</sup>/кВА]

$$V_s = \frac{V}{S},$$

где  $V$  – объем устройства, дм<sup>3</sup>.

Показатель *удельной стоимости устройства* [у.е./кВА]

$$C_s = \frac{C}{S}$$

где  $C$  – стоимость устройства, у.е.

Показатель *удельного веса устройства* [кг/дм<sup>3</sup>]

$$M_v = \frac{M}{V} = \frac{M_s}{V_s}$$

Показатель *стоимости единицы массы* [у.е./кг]

$$C_M = \frac{C}{M} = \frac{C_s}{M_s}$$

Показатель *стоимости единицы объема* [у.е./дм<sup>3</sup>]

$$C_V = \frac{C}{V} = \frac{C_s}{V_s}$$

Показатель **удельных потерь в единице объема** [Вт/ дм<sup>3</sup>]       $\Delta P_V = \frac{\Delta P}{V}$

Показатель **удельных потерь в единице массы** [Вт/кг]       $\Delta P_M = \frac{\Delta P}{M}$

Показатели **удельных потерь на единицу мощности** (полной или реактивной) [Вт/кВА] или [Вт/кВАр]:

– для реактивных элементов в цепях переменного тока

$$\Delta P_S = \frac{\Delta P}{S} \quad \text{или} \quad \Delta P_Q = \frac{\Delta P}{Q}$$

– для реактивных элементов в цепях постоянного тока.

$$\Delta P_W = \frac{\Delta P}{W}$$

Удельные показатели связаны между собой следующими очевидными соотношениями

$$\Delta P_M = \frac{\Delta P_S}{M_S}$$

$$V_S = \frac{M_S}{M_V}$$

$$\Delta P_V = \Delta P_M M_V = \frac{\Delta P_S M_V}{M_S}$$

# ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ УСТРОЙСТВА И УСТРОЙСТВА В ЦЕЛОМ



80 Plus test type <sup>[4]</sup>	Icon	115 V internal non-redundant				230 V internal redundant				230 V EU internal non-redundant			
		10%	20%	50%	100%	10%	20%	50%	100%	10%	20%	50%	100%
80 Plus		80%	80%	80%						82%	85%	82%	
80 Plus Bronze		82%	85%	82%		81%	85%	81%		85%	88%	85%	
80 Plus Silver		85%	88%	85%		85%	89%	85%		87%	90%	87%	
80 Plus Gold		87%	90%	87%		88%	92%	88%		90%	92%	89%	
80 Plus Platinum		90%	92%	89%		90%	94%	91%		92%	94%	90%	
80 Plus Titanium		90%	92%	94%	90%	90%	94%	96%	91%	90%	94%	96%	94%

# ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ УСТРОЙСТВА И УСТРОЙСТВА В ЦЕЛОМ

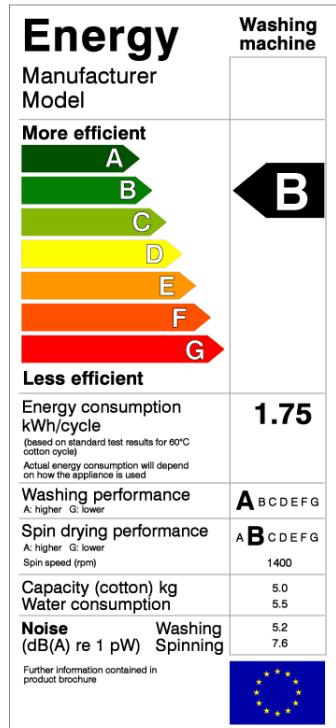


Международный стандарт энергоэффективности потребительских товаров.

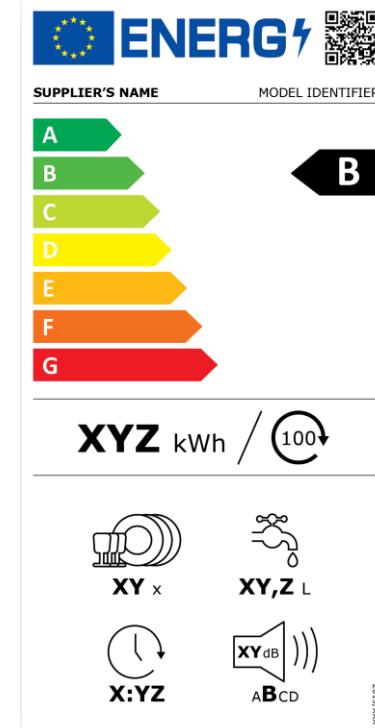
Впервые был принят в США, на основе государственной программы, в 1992 году.

Позднее к программе присоединились Австралия, Канада, Япония, Новая Зеландия, Тайвань и Европейский союз.

# Класс энергoeffективности EC (EU Directive 92/75/EC)

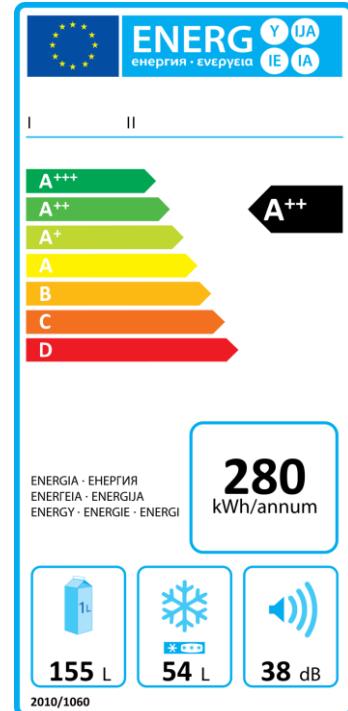


DIRECTIVE 2009/125/EC



Новый стандарт-март 2021г

УНИВЕРСИТЕТ ИТМО



DIRECTIVE № 2010/30/EC

# Составляющие полной мощности

Полная мощность:

$$S = \sum S_\phi = \sum U_\phi \times I_\phi = \sqrt{\sum P_\phi^2 + Q_\phi^2 + T_\phi^2}$$

Полная мощность 1й гармоники:

$$S_{1\phi} = V_{1\phi} I_{1\phi} = \sqrt{P_{1\phi}^2 + Q_{1\phi}^2}$$

Активная мощность 1й гармоники

$$P_{1\phi} = V_{1\phi} I_{1\phi} \cos \theta_{1\phi}$$

Реактивная мощность 1й гармоники

$$Q_{1\phi} = V_{1\phi} I_{1\phi} \sin \theta_{1\phi}$$

Мощности искажений:

$$T_{s\phi} = \sqrt{S_\phi^2 - P_{1\phi}^2 - Q_{1\phi}^2}$$

$$T_{p\phi} = \sqrt{P_\phi^2 - P_{1\phi}^2}$$

$$T_{q\phi} = \sqrt{Q_\phi^2 - Q_{1\phi}^2}$$

Полная мощность:

$$S = \sum S_\phi = \sum U_\phi \times I_\phi = \sum \sqrt{P_\phi^2 + Q_\phi^2 + T_\phi^2}$$

Полная мощность 1й гармоники:

$$S_{1\phi} = V_{1\phi} I_{1\phi} = \sqrt{P_{1\phi}^2 + Q_{1\phi}^2}$$

Активная и реактивная мощность 1й гармоники

$$P_{1\phi} = V_{1\phi} I_{1\phi} \cos \theta_{1\phi}; Q_{1\phi} = V_{1\phi} I_{1\phi} \sin \theta_{1\phi}$$

Действующие значения высших гармоник

напряжения и тока:

$$V_{H\phi} = \sqrt{V_\phi^2 - V_{1\phi}^2}; I_{H\phi} = \sqrt{I_\phi^2 - I_{1\phi}^2}$$

Полная мощность высших гармоник

$$S_H = V_H I_H$$

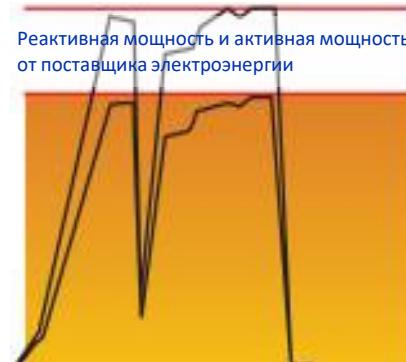
Мощность искажений гармоник тока:

$$D_i = V_1 I_H$$

Мощность искажений гармоник напряжения:

$$D_V = V_H I_1$$

# Почему нужен ККМ?



Неактивные составляющие полной мощности можно сравнить с пенкой, которая занимает объем бокала, но бесполезна и не дает наполнить бокал полностью

Меньший зазор означает больший коэффициент мощности, что уменьшает себестоимость электрической энергии для поставщика из расчета на кВА

$$S = \frac{P}{\cos\varphi \cdot \eta} = \frac{P}{\eta_{eff}} = 1503,7 \text{ ВА}$$



Пример: если  $P=1000 \text{ Вт}$ ,  $\text{PF}=0.7$  и КПД 95%, то источнику требуется обеспечивать мощность

Источник на 50% мощнее нагрузки  
Токи при том же напряжении на 50% больше, а потери квадратично зависят от тока! ( $I^2R$ )

*Коэффициент сдвига тока*

$$\cos(\phi_1) = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}}$$

где  $P_{(1)}$  – активная мощность в цепи, создаваемая первыми гармониками напряжения и тока;  
 $Q_{(1)}$  – реактивная мощность сдвига в цепи, создаваемая первыми гармониками напряжения и тока.

*Коэффициент мощности*

$$\chi = \frac{P}{S}$$

где  $P$  – активная мощность;  
 $S$  – полная мощность.

В случае цепи с синусоидальным напряжением и несинусоидальным током

$$\chi = \frac{P_1}{S} = \frac{E \cdot I_1 \cdot \cos(\phi_1)}{E \cdot I} = \nu_I \cdot \cos(\phi_1)$$

*Коэффициент полезного действия*

$$\eta = \frac{P_{\text{дых}}}{P_{\text{вх}}}$$

$$P_{\text{дых}} = U_{1\text{вых}} \cdot I_{1\text{вых}} \cdot \cos(\phi_1)_{\text{вых}} = U_{1\text{вх}} \cdot I_{1\text{вх}} \cdot \cos(\phi_1)_{\text{вх}}$$
$$\cos(\phi_1)_{\text{вх}} = K_{\text{НП}} \cdot K_{\text{ТП}} \cdot \cos(\phi_1)_{\text{вых}} \text{ при } \eta \cong 1$$

# Значение коэффициента мощности

Значение  $\cos \phi$  предприятий.

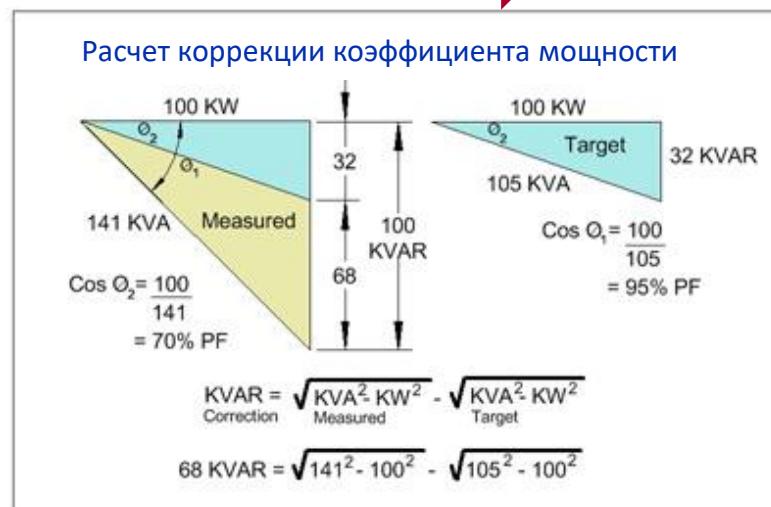
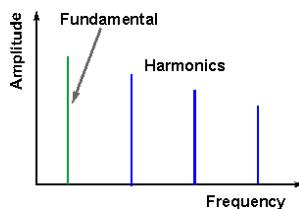
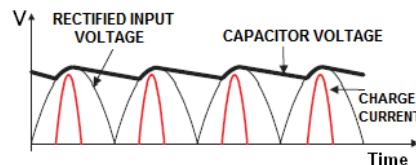
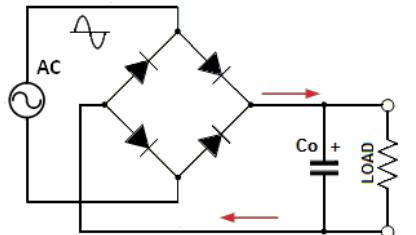
Предприятие	Примерный $\cos \phi$
Хлебопекарное производство	0.6....0.7
Мясоперерабатывающее пр-во	0.6....0.7
Мебельное пр-во	0.6....0.7
Лесопильное пр-во	0.55.....0.65
Молочные заводы	0.6....0.8
Механообрабатывающие заводы	0.5....0.6
Авторемонтные предприятия	0.7....0.8

## Эффект от компенсации реактивной мощности в системе электроснабжения

Cosφ до компенсации	Cosφ после компенсации	Снижение тока и полной мощности, %	Снижение величины потерь, %
0,5	0,9	44	69
0,5	1,0	50	75
0,6	0,9	33	55
0,6	1,0	40	64
0,7	0,9	22	39
0,7	1,0	30	51
0,8	1,0	20	36

# Пассивные фильтры для ККМ

УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

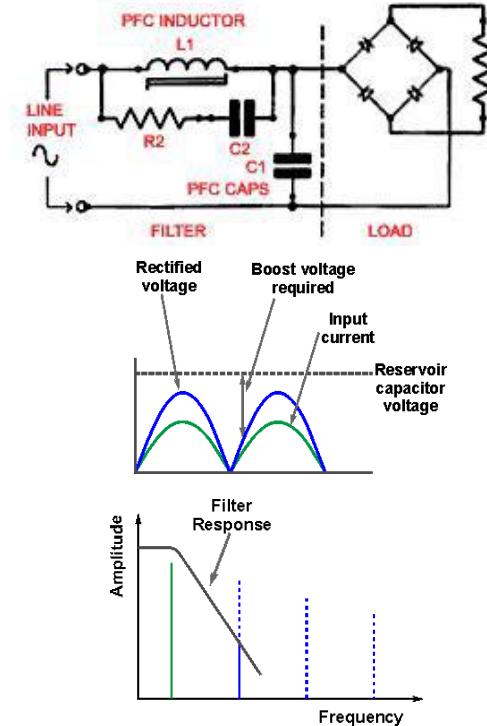


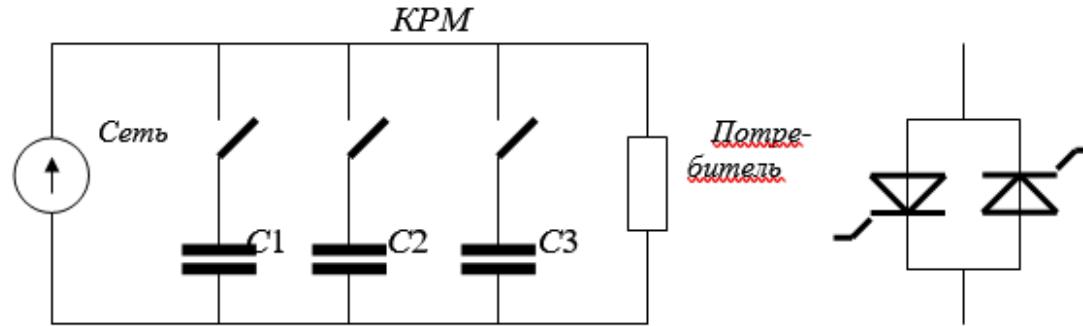
## Плюсы

- недорого
- эффективно
- простая конструкция

## Минусы

- Масса и габариты
- Нет регулирования напряжения
- Работа в ограниченном диапазоне входных напряжений





При выборе емкостей комплекта из трех конденсаторов

$$C_1 = C,$$

$$C_2 = 2C,$$

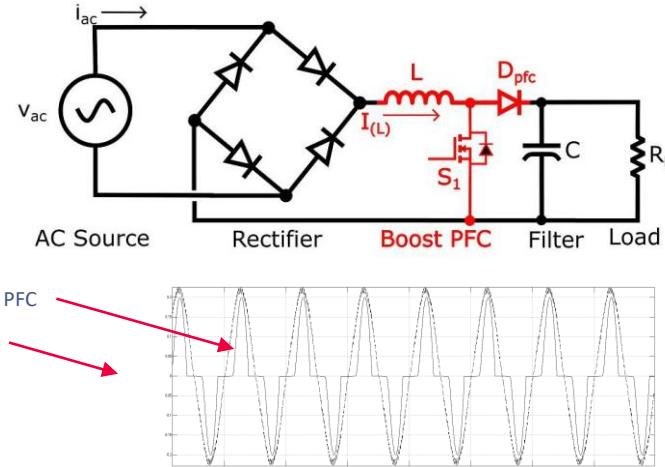
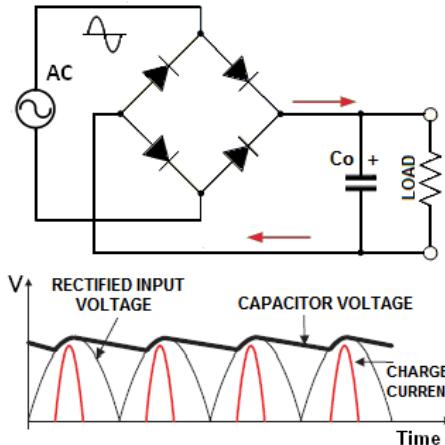
$$C_3 = 4C,$$

можно получить восемь значений суммарной емкости:

**0;  $C$ ;  $2C$ ;  $C+2C=3C$ ;  $4C$ ;  $C+4C=5C$ ;  $2C+4C=6C$ ;  $C+2C+4C=7C$**

# Активные ККМ (APFC)

УНИВЕРСИТЕТ ИТМО



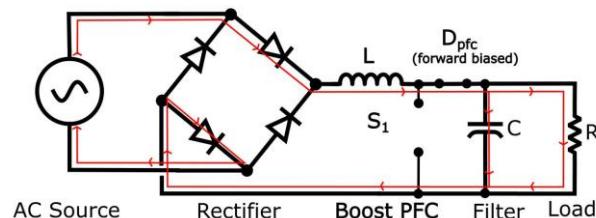
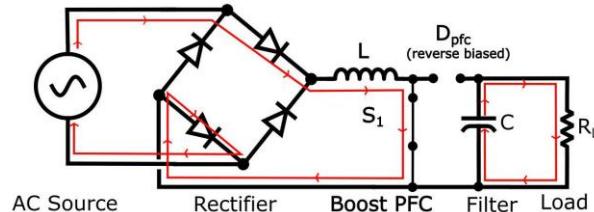
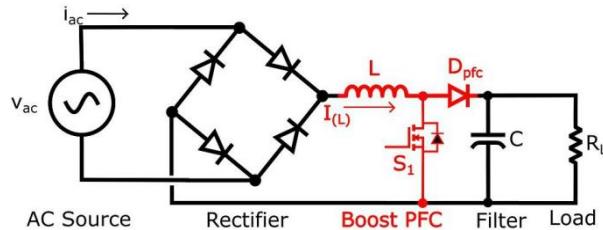
## Преимущества Active PFC

- Получение коэффициента мощности от 0.95 и выше
- Маленькие и легкие
- работа в широком диапазоне напряжений и частот (87-266 В и 47- 63Гц).
- Гибкость в настройке
- Больше возможностей управления

## Недостатки

- сравнительная сложность разработки и высокая стоимость
- требует добавочных фильтров из-за высокочастотных пульсаций тока
- по сравнению с пассивным PFC нужно подбирать компоненты из расчета на большее напряжение.

# Активный корректор коэффициента мощности APFC



$$L \frac{dI_d(t)}{dt} + rI_d(t) = U_{d0} - (1 - \gamma_0)U(t)$$

$$L \frac{dU(t)}{dt} + \frac{U(t)}{R} = (1 - \gamma_0)I_d(t)$$

где  $U_{d0} = 2Um/\pi$  — действующее значение напряжения в ЗПТ;

$I_d(t)$  — действующее значение тока в ЗПТ,

$\gamma_0$  — коэффициент заполнения ( $\gamma_0 \in [0;1]$ );

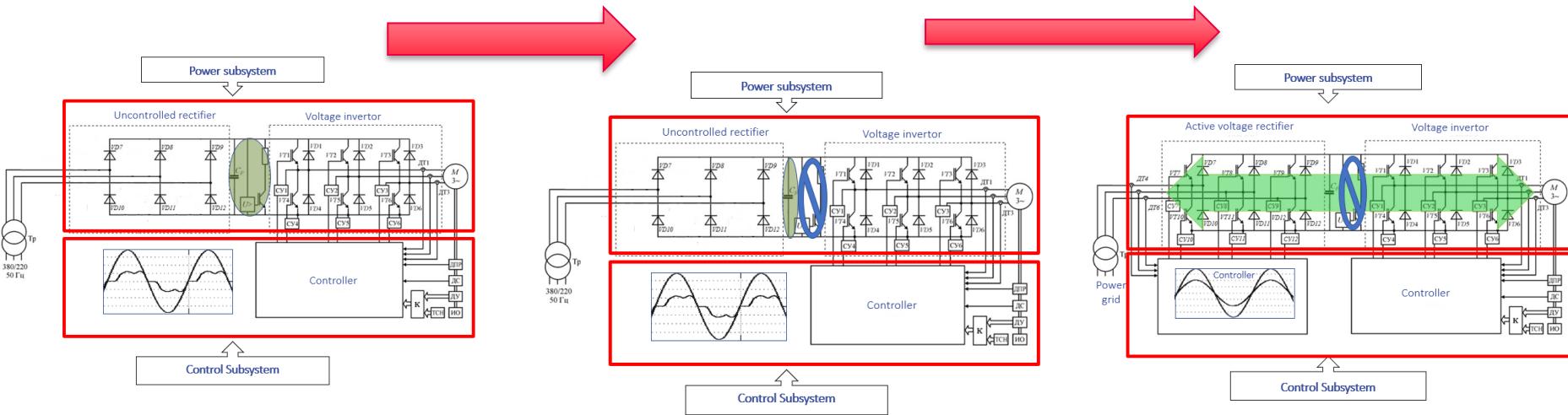
$U(t)$  — входное напряжение;

$C, L$  — параметры силового LC фильтра

$R$  — эквивалентная нагрузка

# Оптимизация преобразователей частоты

УНИВЕРСИТЕТ ИТМО



- Оптимизация энергетической эффективности:
  - Рекуперативные процессы
  - Расчет тормозных цепей
- Активные выпрямители
  - Рекуперация в сеть
  - Снижение реактивной мощности
  - ККМ
  - Коррекция THD

$$\Delta U_{Cmax} = \frac{I_{Яmax} \cdot (1 - \gamma) \cdot \gamma \cdot T_K}{C_{Φmin}} = \frac{0,25 \cdot I_{Яmax}}{f_K \cdot C_{Φmin}}$$

где:

$C_{Φ}$  – значение емкости конденсатора силового фильтра;

$f_K$  – частота коммутации силовых ключей инвертора;

$I_{Яmax}$  – величина среднего тока потребляемого из звена постоянного тока;

$\gamma=0,5$  – условия максимальной амплитуды пульсаций

$$C_{\Phi min} = \frac{0,25 \cdot I_{\Phi max}}{f_K \cdot \Delta U_{Cmax}}$$

$$\Delta U_{Cmax} = \sqrt{2} \Delta I_{Crms} \cdot Z$$

$\Delta U_{Cmax}$  – в технических документах на свои изделия. Вместо этого приводится параметр

$\Delta I_{Crms}$  – допустимые пульсации тока.

$Z$  – полное сопротивление цепи конденсатора

$$Z = \sqrt{R_{esr}^2 + (X_C - X_L)^2} = \sqrt{R_{esr}^2 + \left( \frac{1}{2\pi f \cdot C} - 2\pi f \cdot L_{ESL} \right)^2}$$

$Z$  – полное сопротивление цепи конденсатора

$$Z = \sqrt{R_{esr}^2 + (X_C - X_L)^2} = \sqrt{R_{esr}^2 + \left( \frac{1}{2\pi f \cdot C} - 2\pi f \cdot L_{ESL} \right)^2}$$

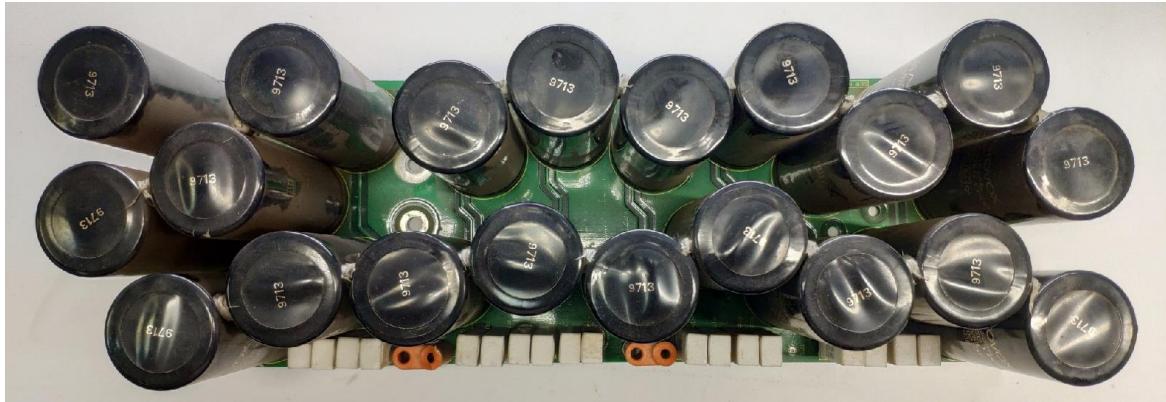
Как видно из формулы, полное сопротивление конденсатора  $Z$  зависит от частоты  $f$ , емкости  $C$ , эквивалентного последовательного сопротивления  $R_{esr}$ , и эквивалентной последовательной индуктивностью  $L_{ESL}$ .

$$R_{esr} = \frac{\tan(\delta)}{2\pi f \cdot C}$$

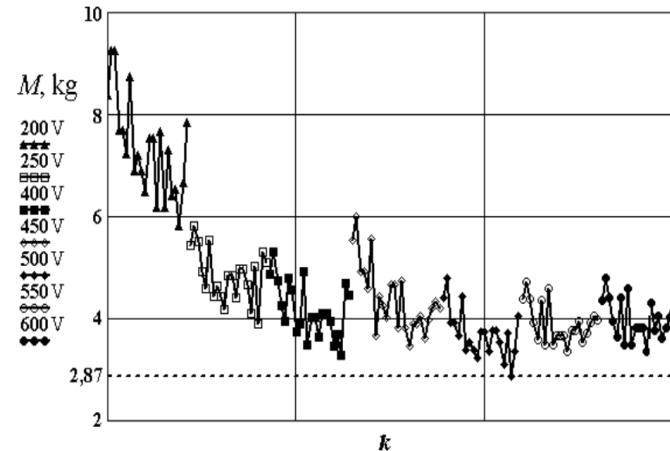
где:  $\tan(\delta)$  – тангенс угла потерь;

$$C_{\Phi min} = \frac{0,25 \cdot I_{\Phi max}}{f_k \cdot \sqrt{2} \cdot \Delta I_{Crms}(f_k) \cdot Z(f_k)}$$

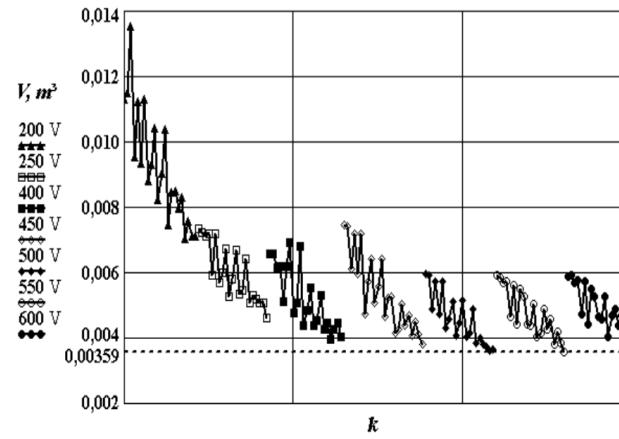
# Пример звена постоянного тока преобразователя 45кВт



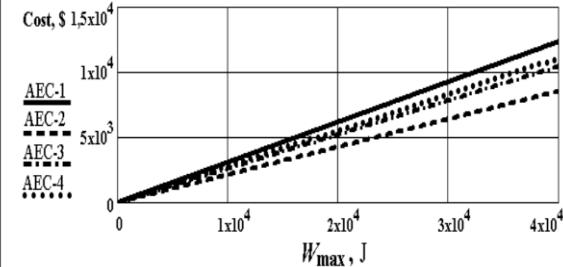
# Оптимизация емкости звена постоянного тока



Характеристики набора  
емкостей по массе



Габаритные характеристики  
набора емкостей



Характеристики набора  
емкостей по цене



a) 215-NYS PMSM



b) GF2171 CNC станок с ЧПУ



c) CSD-DH-16



d) Конденсаторы звена постоянного тока

## Параметры привода

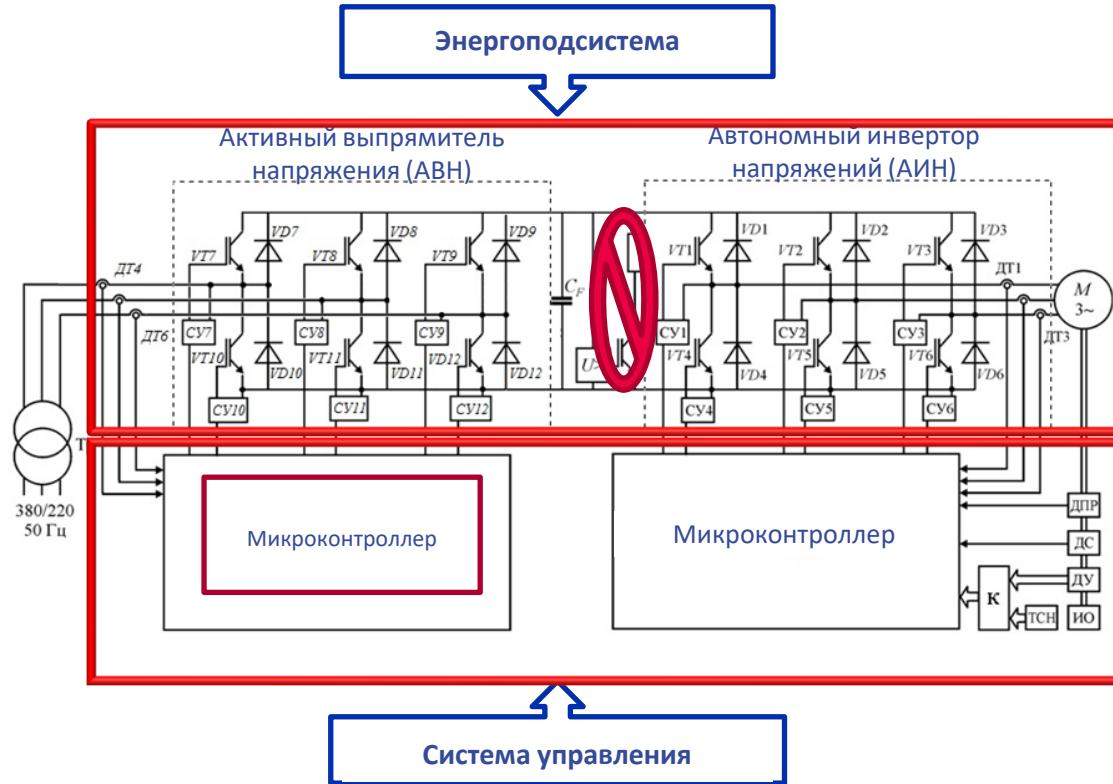
- 215-NYS - синхронная машина с постоянными магнитами (PMSM)
- CSD-DH - преобразователь;
- Тормозной резистор.

## Параметры CSD-DH-16

- Номинальный ток ЗПТ -14А
- Токоограничение в ЗПТ- 28А
- Номинальное напряжение ЗПТ  $U_n$ - 540V
- Максимальное допустимое напряжение ЗПТ  $U_{max}$  - 780В
- Напряжение включения тормозной цепи  $U_{bc\_on}$  -730 В
- Напряжение отключения тормозной цепи  $U_{bc\_off}$  -600 В

## Параметры машины 215-NYS PMSM

- Номинальный ток  $I_n$  - 10.9 А
- Действующее значение линейного напряжения, RMS - 380В
- Номинальный момент  $T_n$ -32Н\*м
- Номинальная частота вращения  $\omega_n$  -157 рад/с
- Число пар полюсов pp- 3
- Максимальная скорость- 157 рад/с
- Момент инерции  $J_{dv}$ - 0,01308 кг/м<sup>2</sup>



Энергия, рассеиваемая на активном сопротивлении обмоток двигателя, Дж:

$$W_{ra}(t) = \frac{I_n^2}{2} \cdot n \cdot k \cdot R_a \cdot t, \text{ где } n - \text{число фаз, } k - \text{число приводов, в случае СДПМ}$$

$$W_{ra}(t) = \int i_n^2(t) \cdot R_a dt \text{ в случае ДПТ}$$

Изменение кинетической энергии во время торможения

$$W(t) = \frac{J_{dv} \cdot (\omega_n^2 - (\omega_n - \varepsilon_{\max} t)^2)}{2}$$

Минимальная емкость конденсатора силового фильтра для аккумулирования кинетической энергии

$$C = 2 \frac{W_{rec}}{U_n^2 (\bar{U}_{\max}^2 - 1)}, \quad \text{где} \quad \bar{U}_{\max} = U_{\max}/U_n, \quad W_{rec} = W(t_{\text{rec}}) - W_{ra}(t_{\text{rec}})$$

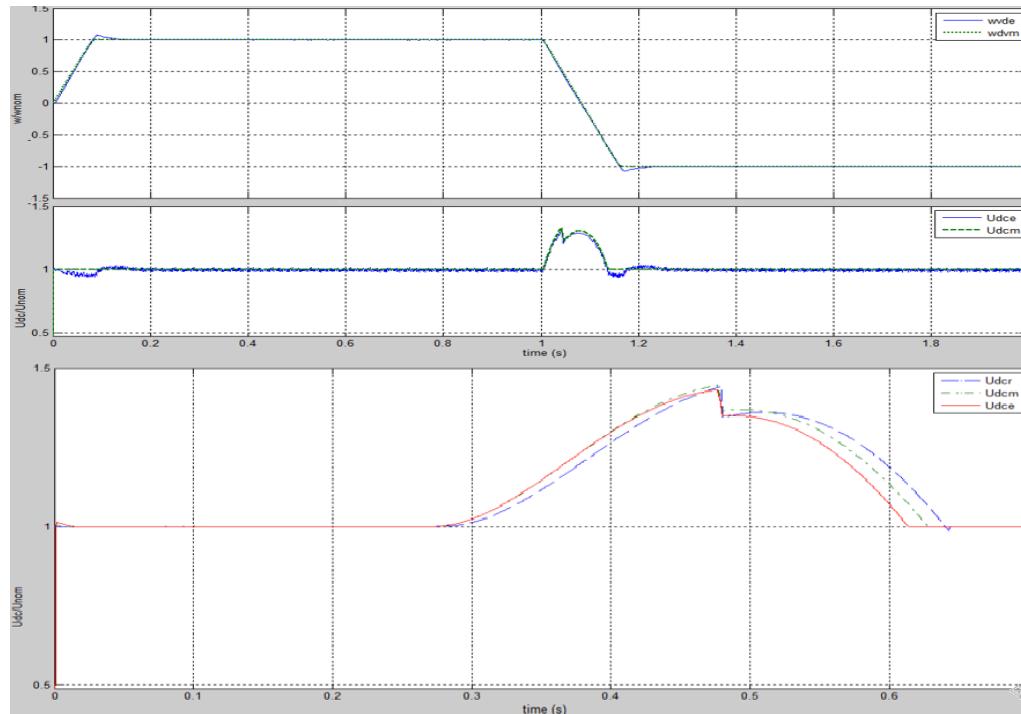
Энергия, которую необходимо рассеять в тормозной цепи или рекуперировать в питающую сеть:

$$\bar{W}_{bc}(\beta_{\omega}) = \frac{W_{rec}}{W_m} - \bar{W}_C(\beta_{\omega}), \quad \text{где} \quad W_C(\beta_{\omega}) = \frac{(\bar{U}_{\max}^2 - 1)}{\beta_{\omega}}, \quad \text{и} \quad \beta_{\omega} = \frac{J_{dv} \cdot \omega_n^2}{U_n^2 C}$$

Напряжение в звене постоянного тока в процессе рекуперативного торможения

$$U(t) = \sqrt{U_n^2 + \frac{2}{C} W_{rec}(t)}$$

# Привод станка CSD-DH-16



Сравнение результатов моделирования, расчета и эксперимента

Средняя мощность

$$P_{bc\_s}(t) = \frac{W_{rec}(t_{rec})}{t_{rec} - t_{bc}}$$

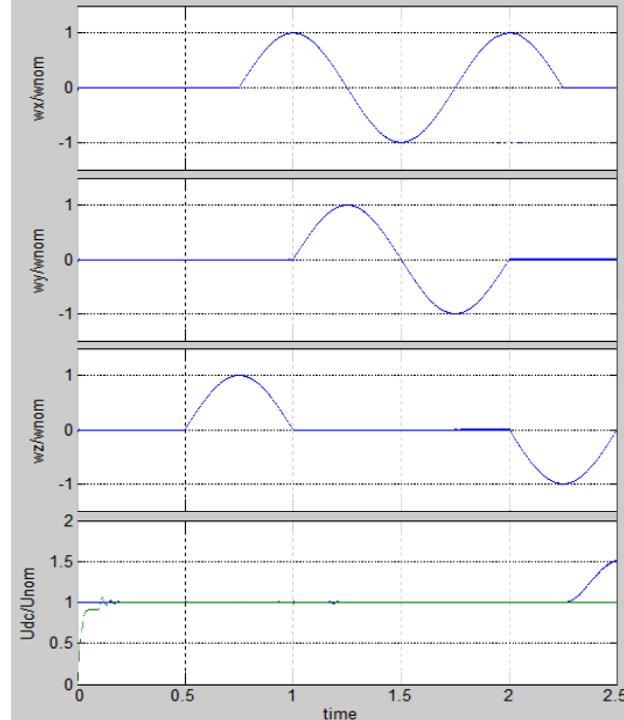
Мгновенная мощность

$$P_{bc}(t) = -I^2 \cdot \frac{n}{2} \cdot k \cdot R_a + \varepsilon_{\max} \cdot J_{dv} \cdot \omega_n - \varepsilon_{\max}^2 \cdot J_{dv} \cdot t \text{ -for PMSM}$$

$$P_{bc}(t) = -I^2 \cdot R_a + \varepsilon_{\max} \cdot J_{dv} \cdot \omega_n - \varepsilon_{\max}^2 \cdot J_{dv} \cdot t \text{ - for DC Drive}$$



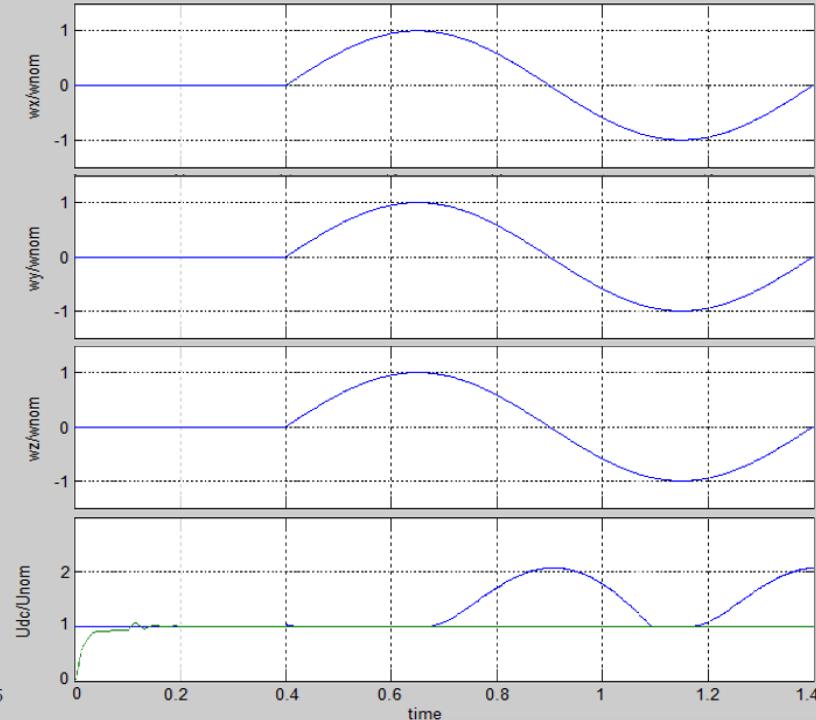
# Привод станка CSD-DH-16



a)

совместная работа нескольких электрических машин питающихся от инверторов с общим звеном постоянного тока со взаимным потреблением энергии рекуперации

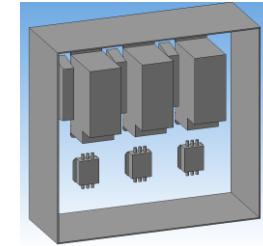
b) совместная работа нескольких электрических машин питающихся от инверторов с синхронной рекуперацией энергии в ЗПТ



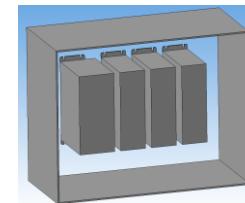
b)

## СРАВНЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

	Выпрямитель		ABH	
	Синус	Трапеция	Синус	Трапеция
КПД	65%	71%	94%	95%
THD	35%	32%	2.49%	2.71%
THD (рекуперация)	-	-	4.7%	5.2%
Объем, см <sup>3</sup>	203147.96		87281	
Плотность мощности, Вт/ см <sup>3</sup>	0,230		0,511	



a) CDS-DH преобразователь на основе диодного выпрямителя



a) CDS-DH преобразователь на основе ABH выпрямителя

## Выводы по разделу 3

- Применение полностью управляемых ключей и импульсной модуляции позволяет обеспечить работу преобразователей переменного/постоянного тока совместно с сетью с любым значением коэффициента мощности при синусоидальной форме тока.
- Это имеет большое значение для создания экологически чистых преобразователей электроэнергии, не создающих высших гармоник тока и напряжения, а также реактивной мощности на частоте основной гармоники.
- Для наиболее многочисленного класса выпрямителей малой мощности, например однофазных, такое решение проблемы совместимости с сетью, как правило, неприемлемо из-за существенного повышения их стоимости при использовании указанных методов.
- Для этих целей применяют методы коррекции коэффициента мощности на стороне постоянного тока выпрямителей.

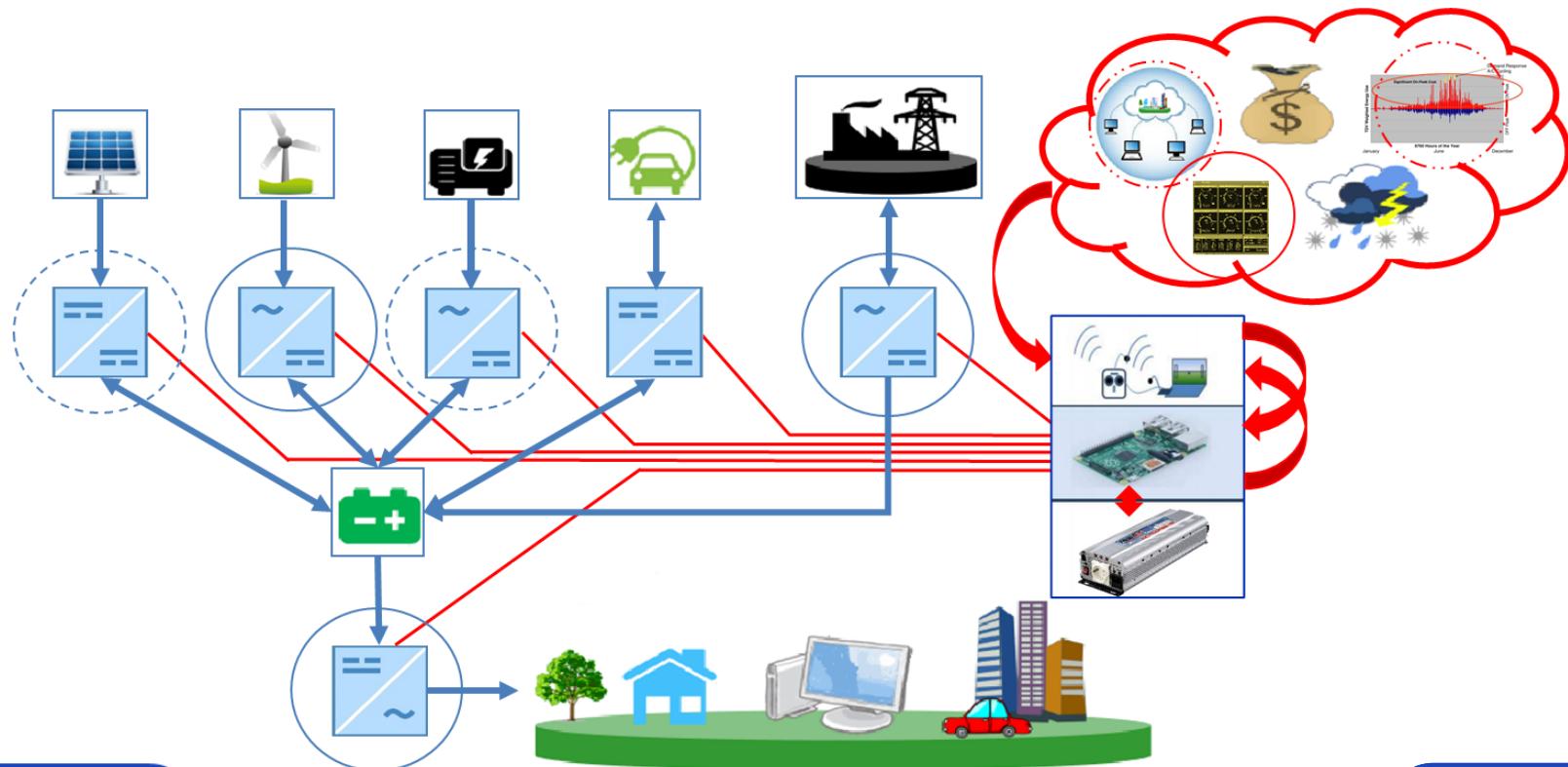


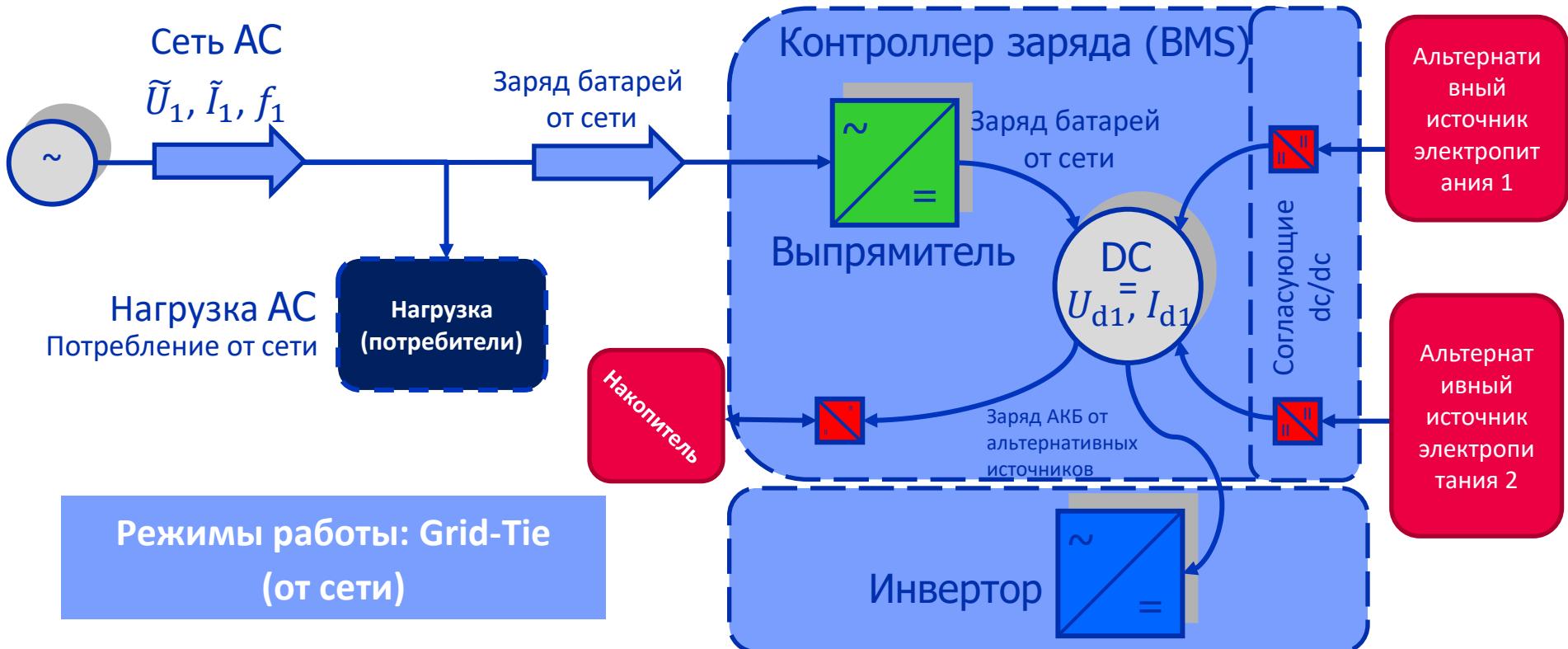
УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

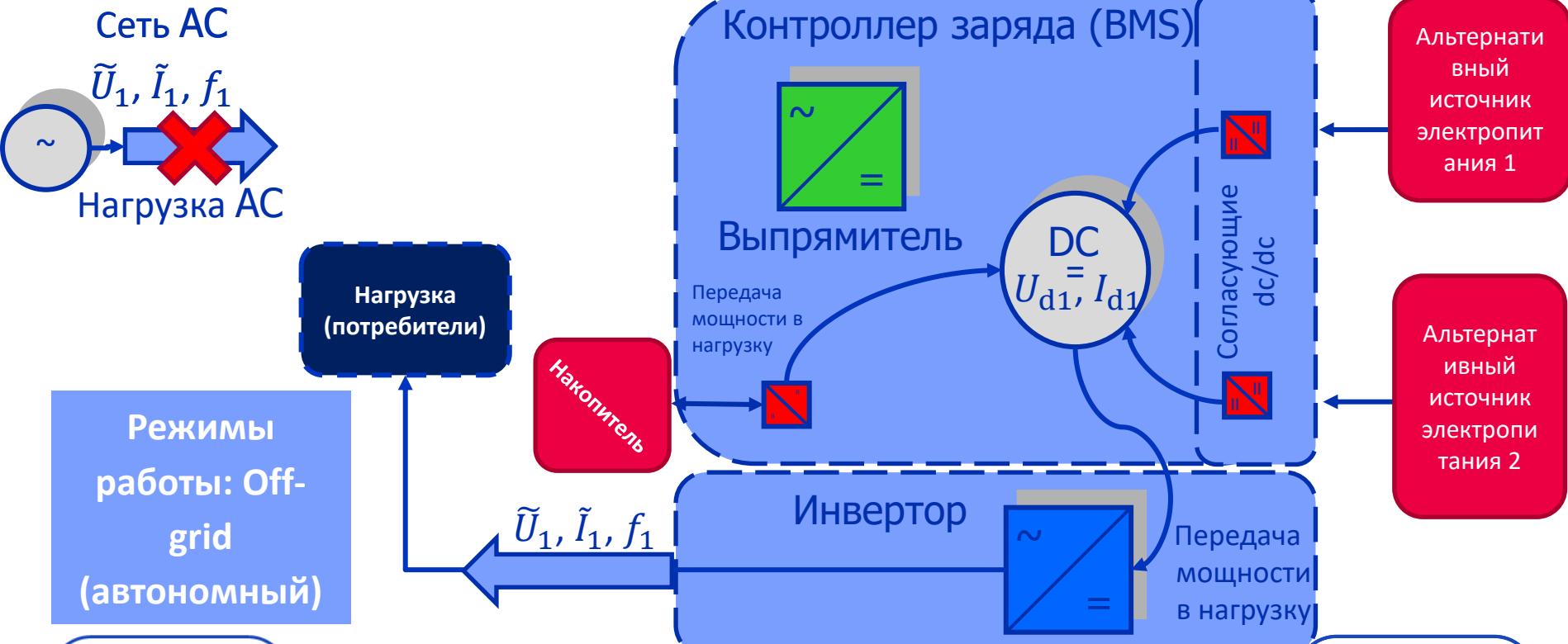
# Современные преобразователи робототехнических и энергетических систем и комплексов

## Раздел 4

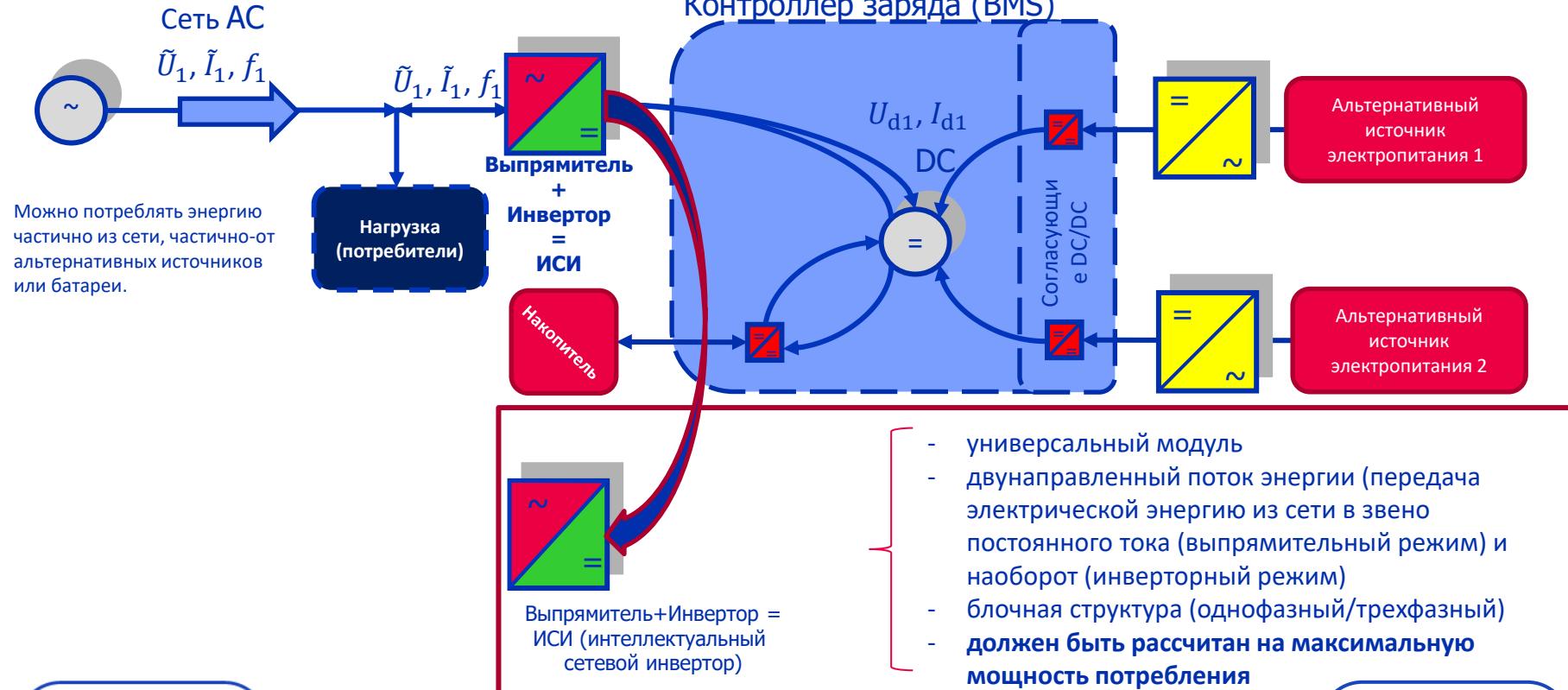
### Управление энергетическими потоками с помощью активных полупроводниковых преобразователей



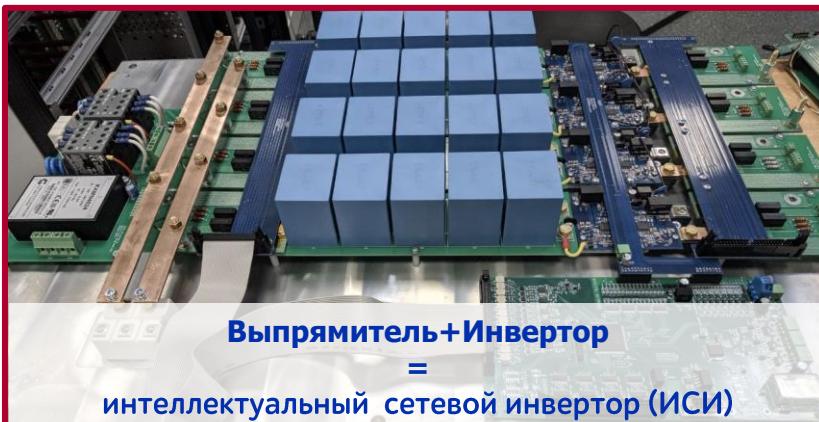
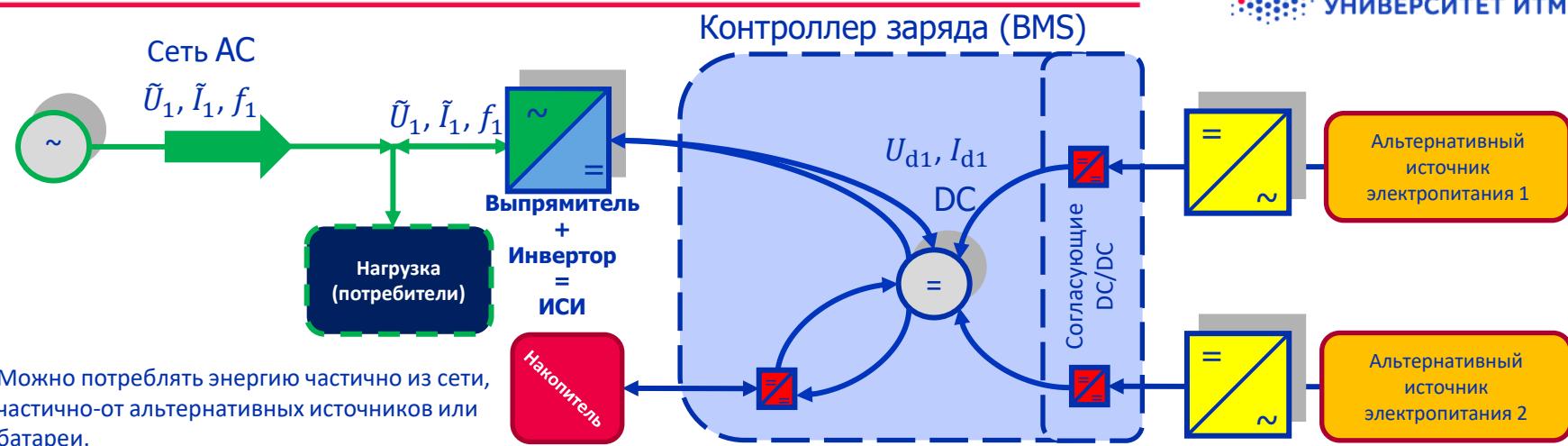




# Режимы работы: Mixed-grid, Grid-tie with backup (смешанный)

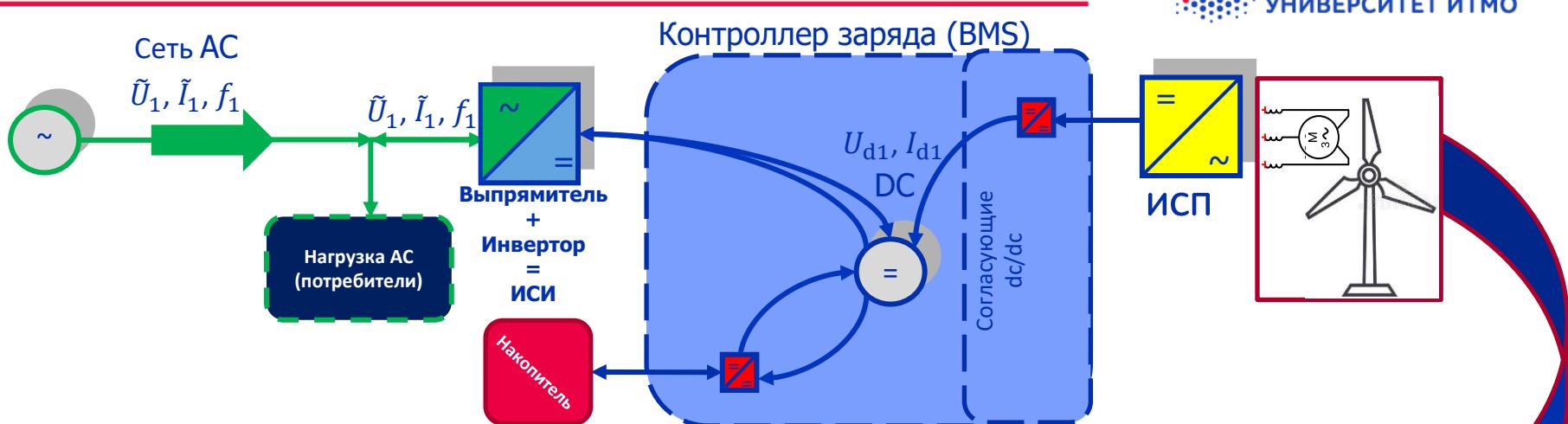


# Функции ИСИ в энергосистеме



- универсальный модуль
- двунаправленный поток энергии (передача электрической энергии из сети в звено постоянного тока (выпрямительный режим) и наоборот (инверторный режим))
- блочная структура (однофазный/трехфазный)
- должен быть рассчитан на полную мощность потребления/рекуперации в сеть

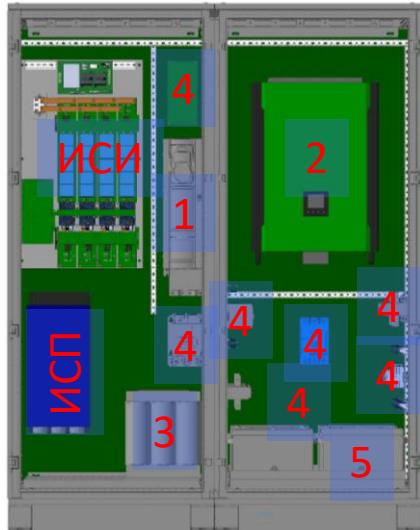
# Функции ИСП в энергосистеме



- Силовой преобразователь, для подключение ветрогенератора к выходу постоянного тока, обеспечивающий взаимодействие с устройствами верхнего уровня по цифровым протоколам передачи данных
- За счет переданной информации о генерации можно оптимизировать выработку электрической энергии и определить количество энергии, которое можно отдать в сеть

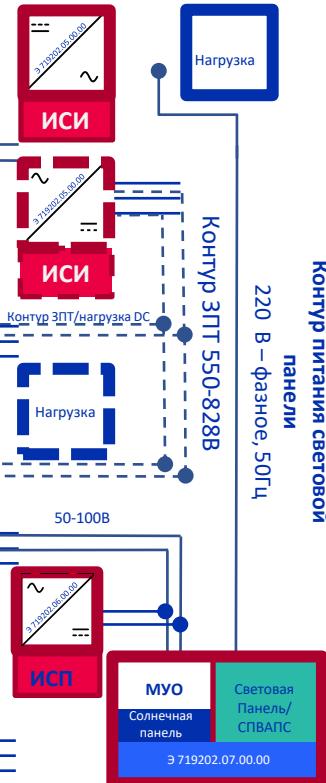
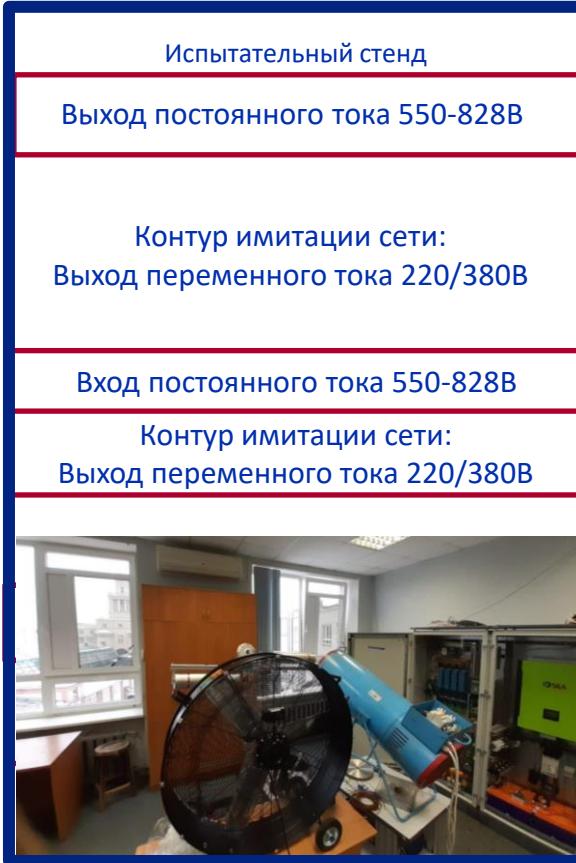


# Назначение и возможности испытательного стенда



## ШКАФ BMS

1. Первичный преобразователь
2. Гибридный инвертор
3. Индуктор
4. Измерительное, и коммутационное оборудование
5. Батареи накопителей



## Состав

1. Шкаф BMS
2. Компьютер АРМ ВУ
3. Ветрогенератор
4. Солнечные панели BiPV 48Вт

## Возможности

- Автономная работа (без подключения к сети)
- Имитация альтернативных источников энергии
- Совместимость и возможность подключения реальных ВЭУ и солнечных панелей
- Подтверждение совместимости с промышленными решениями для МУО и ИСПВ

## Характеристики:

- Мощность генерации (\*в том числе имитация) -до 10кВт (с нагрузкой)
- От сети - до 18 кВт
- Смешанное потребление ВЭУ - 1кВт
- Солнечные панели (48Вт, 88Вт, 0,55A)



УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

Спасибо за внимание!



УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

Современные преобразователи робототехнических и  
энергетических систем и комплексов

Практика

Моделирование полупроводниковых преобразователей  
(практическое занятие)

- 1) Сделать модель устройства, с помощью которой
  - подтвердить возможность достижения заданного ряда характеристик
  - проверить правильность выбора элементной базы
- 2) Модель всегда содержит какие-то ограничения
  - Нужно знать и понимать, какие
  - Нужно знать и уметь доказать, что эти ограничения (незначительно) влияют на конечный результат
- 3) «Модельное исследование» подразумевает, что вы знаете, по каким законам работает устройство и хотите проверить, как на этом устройстве с подтвержденными характеристиками отразится вариация некоторых условий
  - Исследование работы устройства в некотором диапазоне нагрузок
  - Исследование влияние на работу устройства отклонения номиналов элементов
  - и т.д.



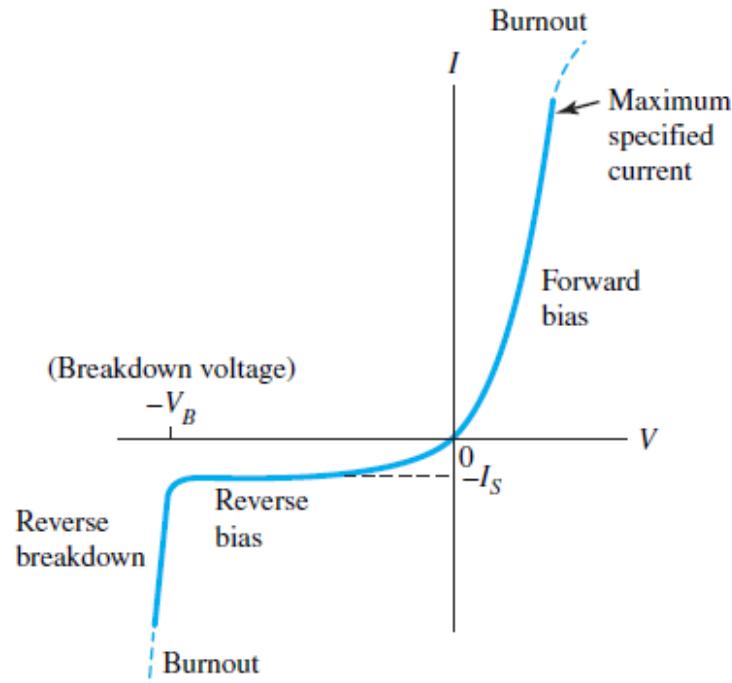
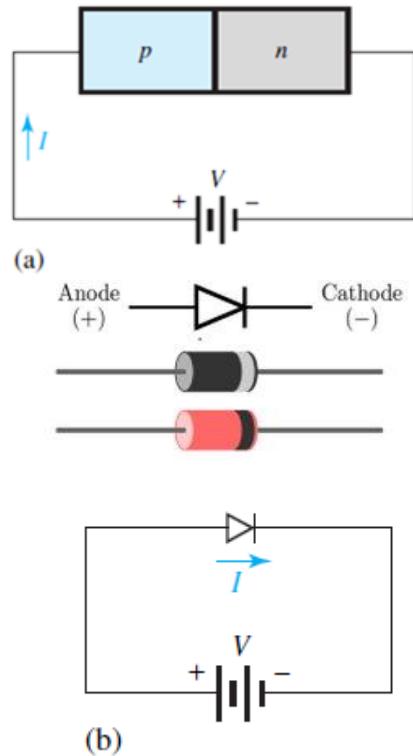
[What if you include this factor in your model?](#)

1. Spice моделирование простейших устройств
2. Моделирование выпрямителей
3. Анализ параметров диодов
4. Выбор емкостного фильтра
5. Проверка на перенапряжение
6. Загрузка отчета в форму

Цель: Провести анализ нагрузок на полупроводниковый диод в схеме выпрямителя.

Задачи:

1. Промоделировать схему в PartSim/Ltspice/??  
<https://www.partsim.com/simulator/#444716>
  1. Получить параметры диода
  2. Рассчитать и /или получить из данных моделирования значения коэффициента пульсаций
  3. Убедиться в отсутствии перенапряжений на диоде, в случае их наличия –изменить напряжение питания



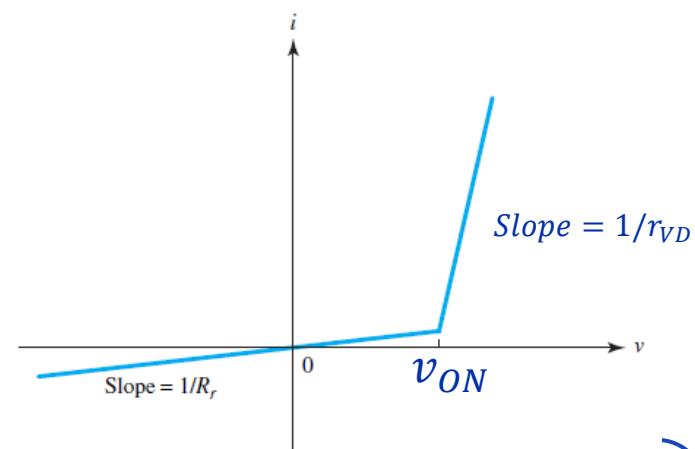
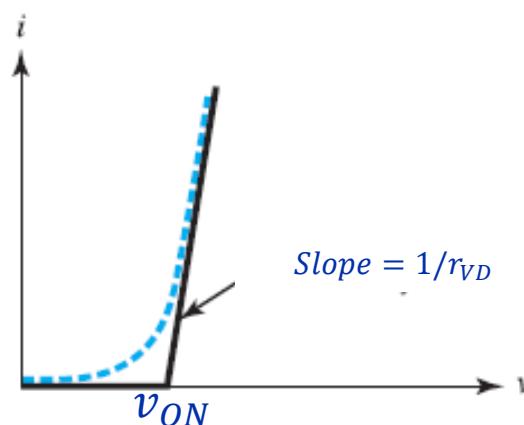
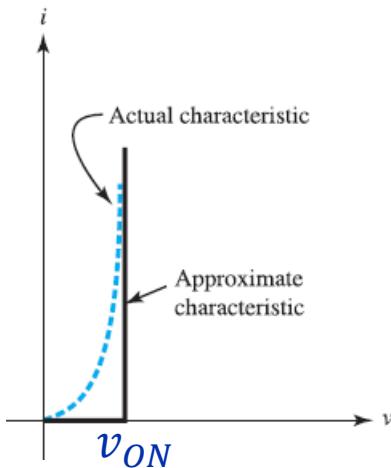
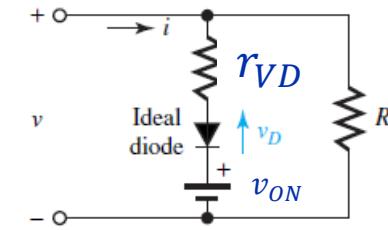
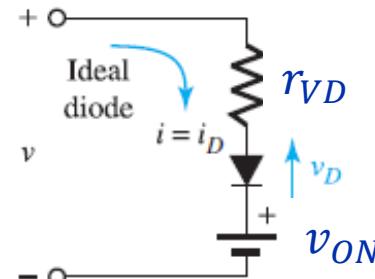
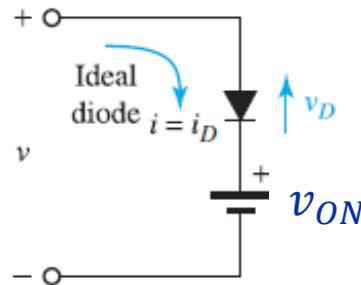
Уравнение Больцмана

$$I = I_S(e^{V/\eta V_T} - 1)$$

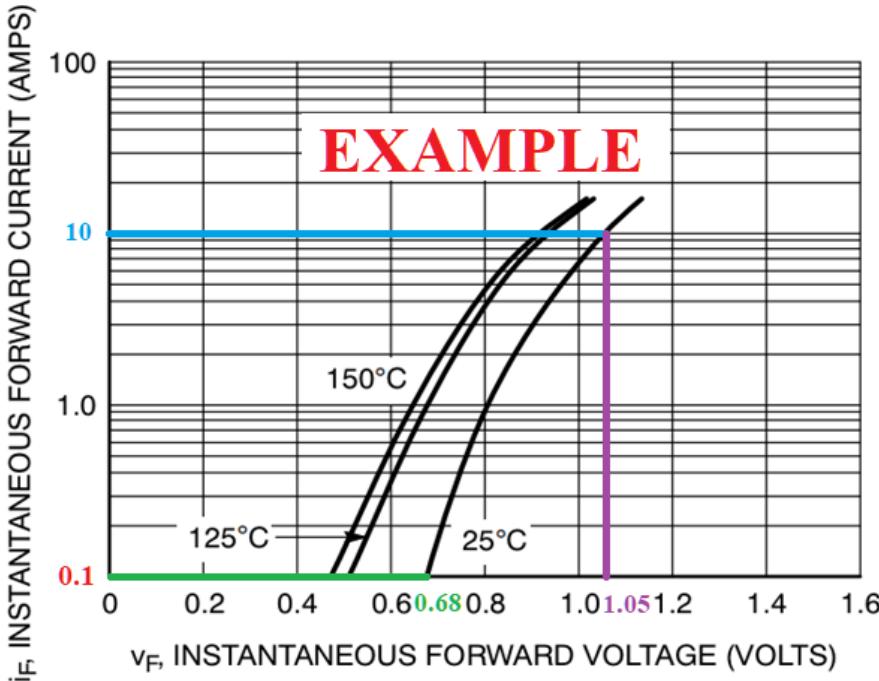
$$V_T = \frac{kT}{q}$$

$$\eta = \begin{cases} 1, & \text{for Si} \\ 2, & \text{for Ge} \end{cases}$$

# Модель диода



# Расчет активного сопротивления диода



Максимальный ток через диод

$$I_{fwd\_imp} = 10 \quad (\text{A})$$

Прямое напряжение на диоде

$$V_{fwd\_max}(I_{fwd\_imp}) = 1.05 \quad (\text{B})$$

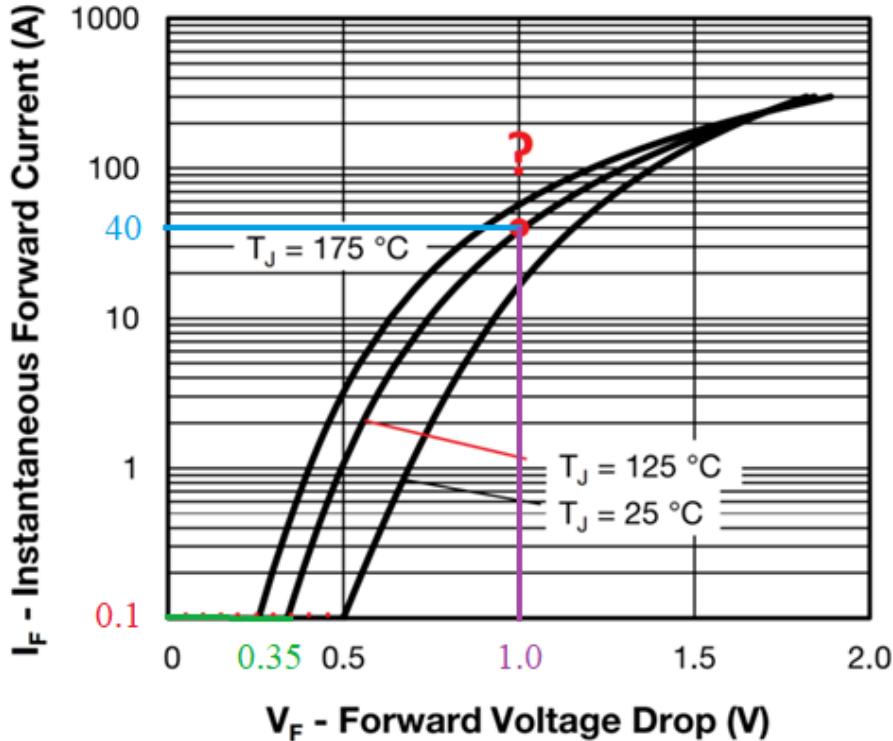
Пороговое напряжение открытия диода:

$$v_{ON} = 0.68 \quad (\text{B})$$

Активное сопротивление диода:

$$r_{VD} = \frac{V_{fwd\_max} - v_{ON}}{I_{fwd\_imp} - I_{fwd}(v_{ON})} = \quad (\Omega)$$

# Diode active resistance



Максимальный ток через диод

$$I_{fwd\_imp} = 40 \quad (\text{А})$$

Прямое напряжение на диоде

$$V_{fwd\_max}(I_{fwd\_imp}) = 1.0 \quad (\text{В})$$

Пороговое напряжение открытия диода:

$$v_{ON} = 0.35 \quad (\text{В})$$

Активное сопротивление диода:

:

$$r_{VD} = \frac{V_{fwd\_max} - v_{ON}}{I_{fwd\_imp} - I_{fwd}(v_{ON})} \quad (\text{Ом})$$

$$r_{VD} = \frac{??? - ???}{??? - ???} = ??? \Omega$$

## Пробой диода

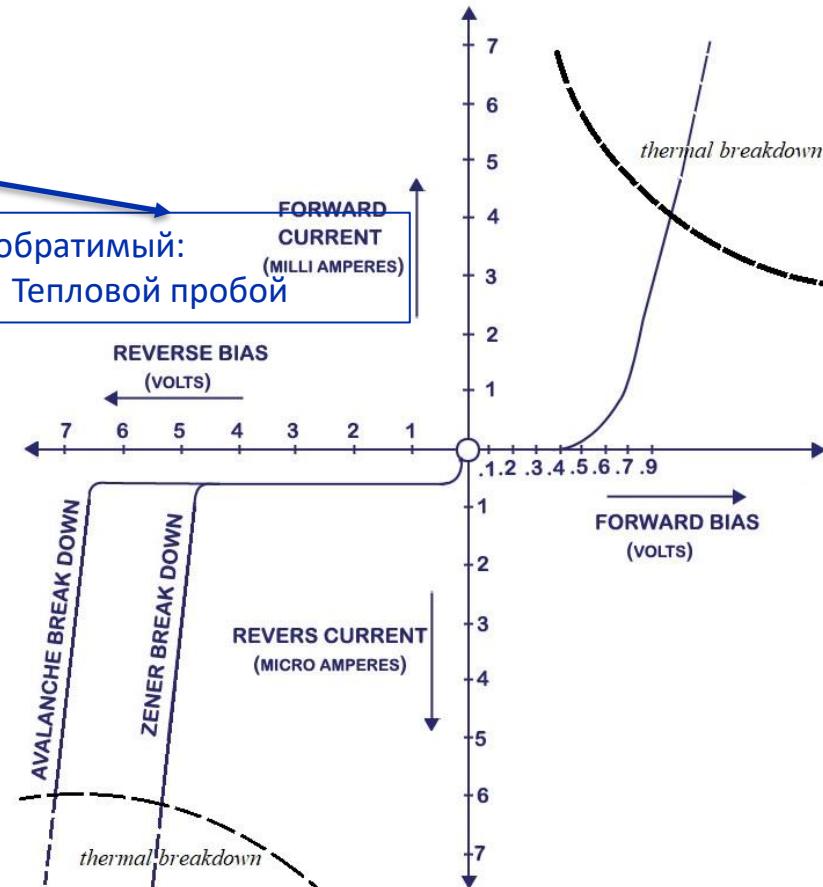
Обратимый:

- Туннельный пробой
- Лавинный пробой

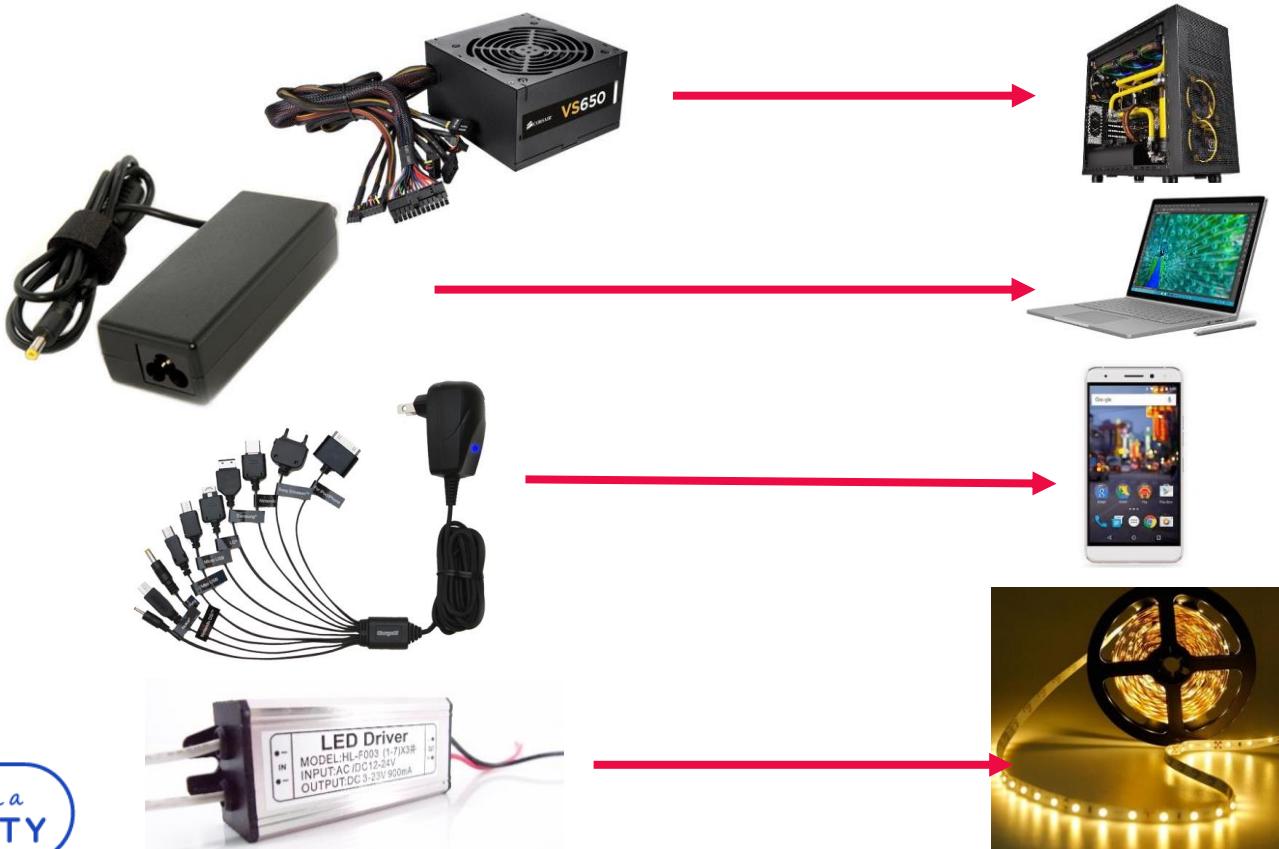
Необратимый:

- Термовой пробой

Лавинные и туннельные пробои  
используются в стабилитронах.



# Потребители электроэнергии



# Сети переменного тока



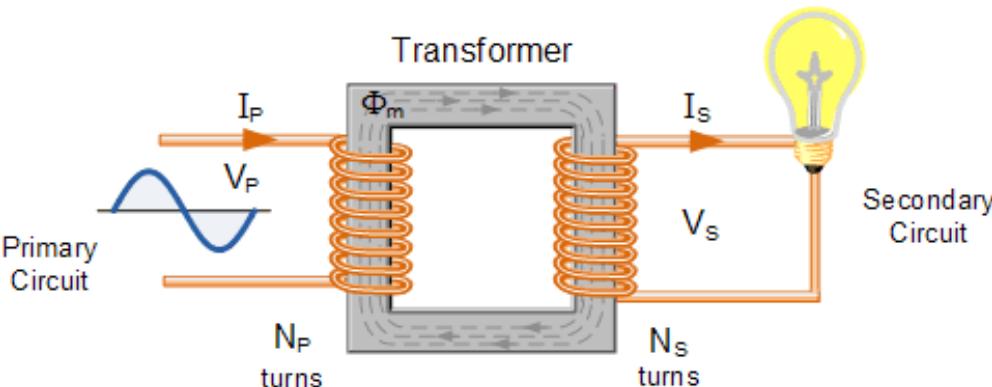
Переменное напряжение

- ~50 countries 100-127V
- ~200 countries 220-240V
- ~180 countries 50Hz
- ~50 countries 60Hz

Почему применяются сети  
переменного тока?



# Сети переменного тока



Трансформаторы:

- ✓ Меняется амплитуда напряжения
- ✓ Очень эффективны

Потери растут с ростом тока:

$$P_{losses} = I^2 * R$$

Если

$$P_{total} = UI = P_{load} + P_{losses} = \text{CONST}$$

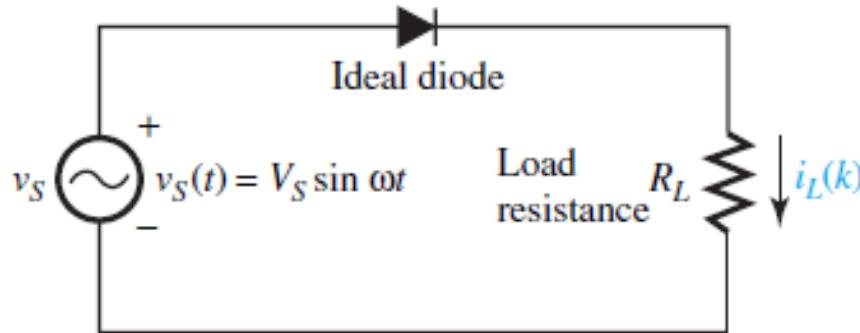
то если  $U \uparrow$

тогда  $I \downarrow$

И следовательно,

$$\checkmark P_{losses} \downarrow$$

# Однополупериодные выпрямители



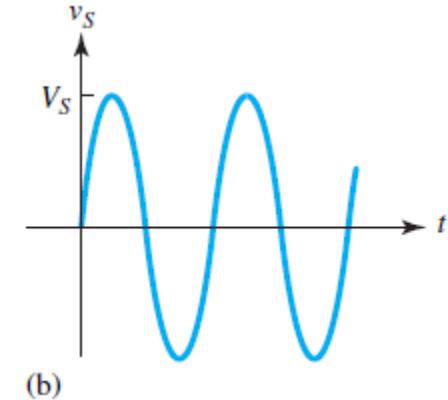
Напряжение источника  $v_s(t)$

$$v_s(t) = V_s \cdot \sin(f \cdot 2\pi \cdot t) = V_s \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

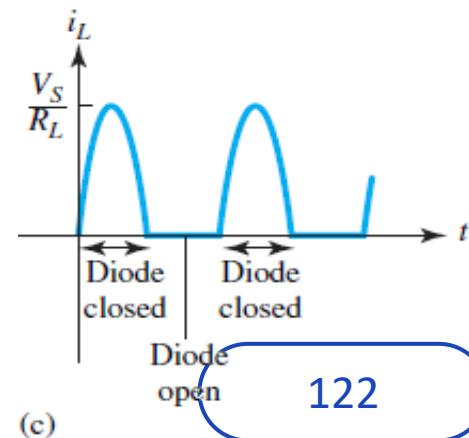
$$V_{s_{RMS}} = \frac{V_s}{\sqrt{2}}$$

Напряжение на нагрузочном резисторе  $R_L$

$$v_{R_L}(t) = \begin{cases} 0, & \text{если } v_s(t) \leq 0 \\ v_s(t), & \text{если } v_s(t) > 0 \end{cases}$$

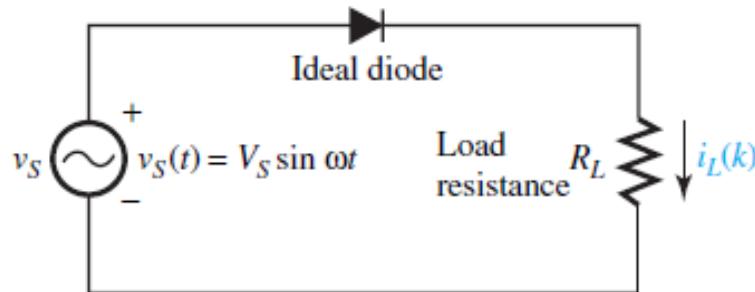


(b)



(c)

# Однополупериодные выпрямители



Напряжение источника  $v_s(t)$

$$v_s(t) = V_s \cdot \sin(f \cdot 2\pi \cdot t) = V_s \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

напряжение на нагрузочном резисторе  $R_L$

$$v_{R_L}(t) = \begin{cases} 0, & \text{если } v_s(t) \leq 0 \\ v_s(t), & \text{если } v_s(t) > 0 \end{cases}$$

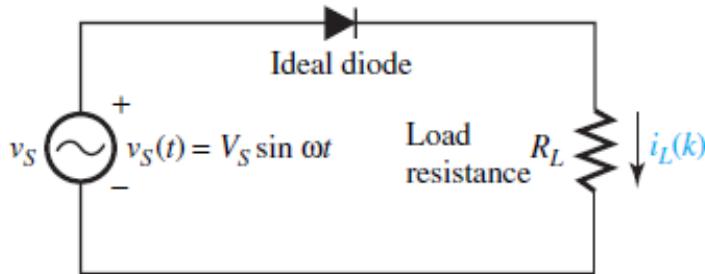
Среднее напряжение на нагрузке

$$V_{R_{LAVG}} = \int_0^{2\pi/\omega} V_s \cdot \sin(\omega \cdot t) dt = \int_0^T V_s \cdot \sin(\omega \cdot t) dt = \frac{V_s}{T \cdot \omega} \cos(\omega \cdot t) \Big|_0^{T/2} = \frac{V_s}{\pi} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{S_{RMS}}}{\pi} \approx 0.45 \cdot V_{S_{RMS}}$$

Действующее значение напряжения на нагрузке

$$V_{R_{LRMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_s^2 \cdot \sin^2(\omega \cdot t) dt} = V_s \sqrt{\frac{1}{2T} \int_0^T [1 - \cos^2(2\omega \cdot t)] dt} = V_s \sqrt{\frac{1}{2T} \left[ t - \frac{\sin(2\omega \cdot t)}{2\omega} \right] \Big|_0^{T/2}} = \frac{V_s}{2} = \frac{V_{S_{RMS}}}{\sqrt{2}} \approx 0.707 \cdot V_{S_{RMS}}$$

# Однополупериодные выпрямители



## Параметры нагрузки

$$V_{RL\text{AVG}} = \frac{V_s}{\pi} = \frac{\sqrt{2}V_{SRMS}}{\pi} \approx 0.45V_{SRMS}$$

$$V_{RL\text{RMS}} = \frac{V_s}{2} = \frac{V_{SRMS}}{\sqrt{2}} \approx 0.707V_{SRMS}$$

## Среднее значение тока нагрузки

$$I_{L\text{AVG}} = \frac{V_{RL\text{AVG}}}{R_L} = \frac{\sqrt{2}V_{SRMS}}{\pi R_L} \approx 0.45 \frac{V_{SRMS}}{R_L}$$

## Действующее значение тока

$$I_{L\text{RMS}} = \frac{V_s}{2R_L} = \frac{V_{SRMS}}{\sqrt{2}R_L} \approx 0.707 \frac{V_{RL\text{RMS}}}{R_L}$$

Напряжение источника  $v_s(t)$

$$v_s(t) = V_s \cdot \sin(f \cdot 2\pi \cdot t) = V_s \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

напряжение на нагрузочном резисторе  $R_L$

$$v_{R_L}(t) = \begin{cases} 0, & \text{если } v_s(t) \leq 0 \\ v_s(t), & \text{если } v_s(t) > 0 \end{cases}$$

## Параметры диода

### Средний ток диода

$$I_{VD\text{AVG}} = I_{L\text{AVG}} = \frac{\sqrt{2}V_{SRMS}}{\pi R_L} \approx 0.45 \frac{V_{SRMS}}{R_L}$$

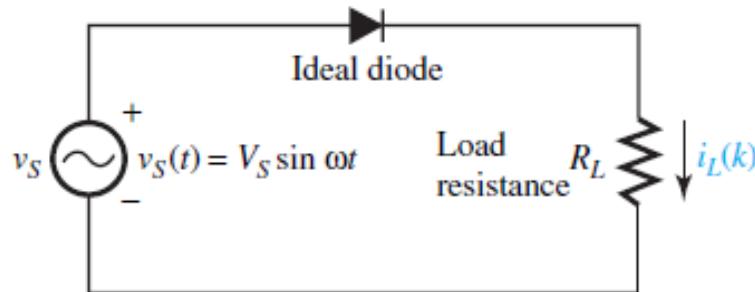
### Максимальный ток диода

$$I_{VD\text{max}} = \frac{V_s}{R_L}$$

### Максимальное обратное напряжение

$$V_{VD\text{max}} = V_s$$

# Однополупериодные выпрямители



Напряжение источника  $v_s(t)$

$$v_s(t) = V_s \cdot \sin(f \cdot 2\pi \cdot t) = V_s \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

напряжение на нагрузочном резисторе  $R_L$

$$v_{R_L}(t) = \begin{cases} 0, & \text{если } v_s(t) \leq 0 \\ v_s(t), & \text{если } v_s(t) > 0 \end{cases}$$

Напряжение на нагрузочном резисторе  $R_L$  можно представить как сумму постоянной составляющей  $V_{R_{LAVG}}$  и переменной составляющей  $v_{R_{L\sim}}(t)$

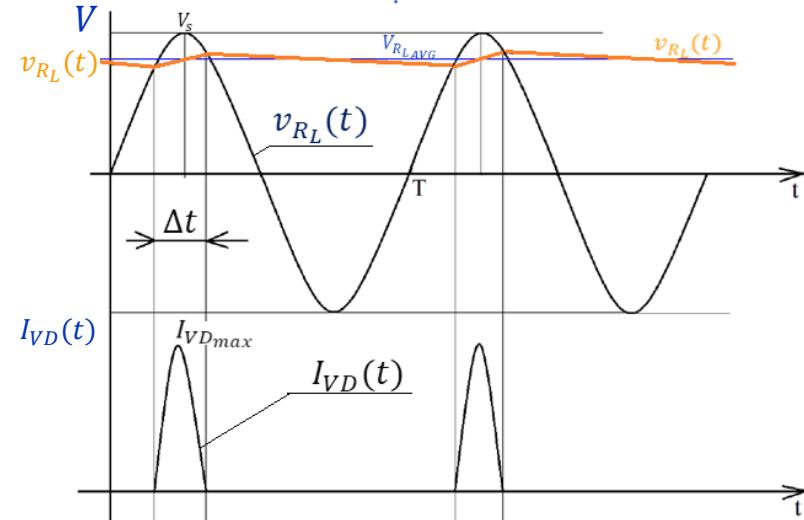
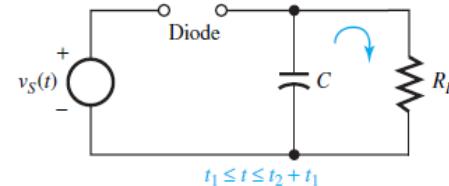
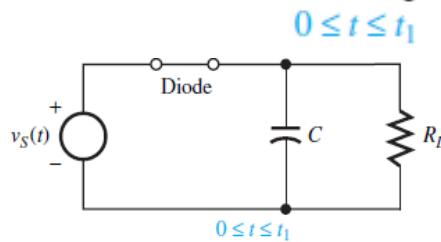
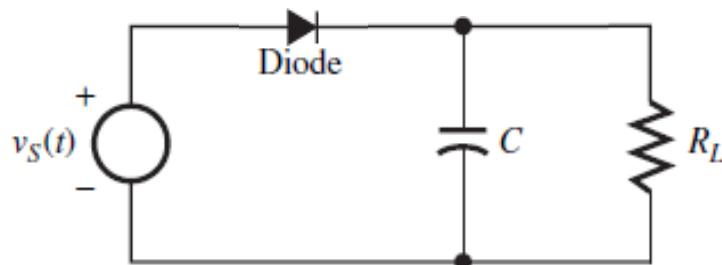
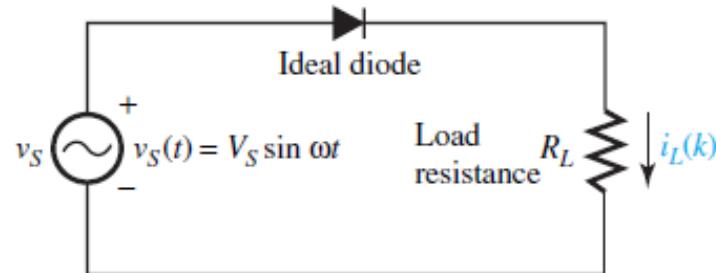
$$v_{R_L}(t) = V_{R_{LAVG}} + v_{R_{L\sim}}(t)$$

$$V_{R_{L\sim RMS}} = \sqrt{V_{R_{L1\sim RMS}}^2 + V_{R_{L2\sim RMS}}^2 + V_{R_{L3\sim RMS}}^2 + \dots + V_{R_{Ln\sim RMS}}^2} = \sqrt{V_{R_{LRMS}}^2 - V_{R_{LAVG}}^2}$$

$$\text{Коэффициент пульсаций } K_P = \frac{V_{R_{L\sim RMS}}}{V_{R_{LAVG}}} = \sqrt{\frac{(V_{R_{LRMS}}^2 - V_{R_{LAVG}}^2)}{V_{R_{LAVG}}^2}} = \sqrt{\frac{V_{R_{LRMS}}^2}{V_{R_{LAVG}}^2} - 1} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - 1} = 1.21$$

# Однополупериодные выпрямители с С-фильтром

УНИВЕРСИТЕТ ИТМО



Постоянная времени разряда  
конденсатора:  $\tau_C = CR_L$

# Однополупериодные выпрямители с С-фильтром

$$v_{R_L}(t) = V_{R_{LAVG}} + v_{R_{L\sim}}(t) \approx V_{R_L} = \text{const}$$

Напряжение диода

$$v_{VD}(t) = v_s(t) - V_{R_{LAVG}}$$

Средний ток

$$I_{LAVG} = I_{VD AVG} = \frac{1}{T} \sqrt{\int_0^T I_{VD}(t) dt}$$

$$\boxed{I_{LAVG} = \frac{1}{T} \sqrt{\int_{\frac{T}{4}-\theta/(2\omega)}^{\frac{T}{4}+\theta/(2\omega)} \frac{1}{r_{IN}} (V_s \cdot \sin(\omega \cdot t) - V_{R_{LAVG}}) dt} = \frac{V_{R_{LAVG}}}{R_L}}$$

Где

$$r_{IN} = r_{VD} + r_{VS}$$

— входное сопротивление выпрямителя

— активное сопротивление диода

— сопротивление источника напряжения

$$\theta = \omega \cdot \Delta t = \frac{2\pi}{T} \cdot \Delta t$$

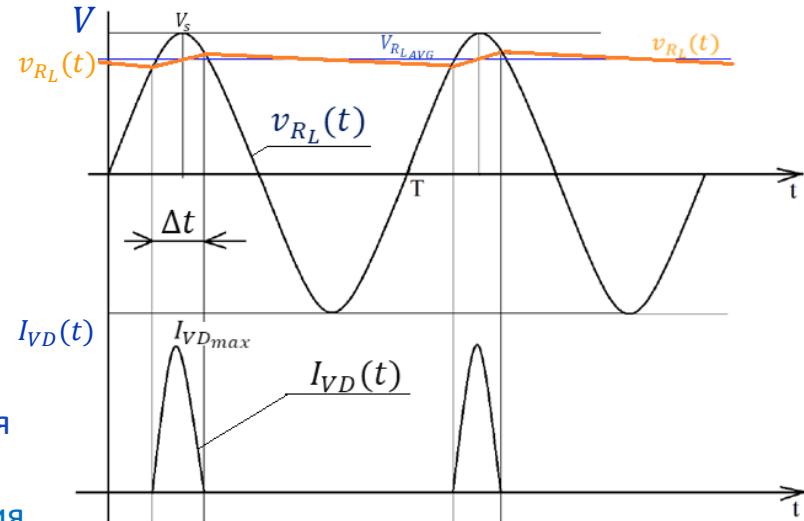
— угол открытия диода

$\Delta t$

— время открытия диода

$$\frac{V_{R_{LAVG}}}{V_s} = \frac{R_L}{\pi r_{IN}} \left( \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) - \frac{V_{R_{LAVG}}}{V_s} \frac{\theta}{2} \right)$$

$$V_{VD} \left( \frac{T}{4} \pm \frac{\theta}{2\omega} \right) = V_s \sin\left(\omega \left( \frac{T}{4} \pm \frac{\theta}{2\omega} \right)\right) - V_{R_{LAVG}} = 0 \Rightarrow V_{R_{LAVG}} = V_s \left( \omega \left( \frac{T}{4} \pm \frac{\theta}{2\omega} \right) \right) = V_s \sin\left(\frac{\pi}{2} \pm \frac{\theta}{2}\right)$$



# Однополупериодные выпрямители с С-фильтром

из  $\frac{r_{IN}}{R_L} = \frac{1}{\pi} \left( \tan \left( \frac{\theta}{2} \right) - \frac{\theta}{2} \right)$

угол открытия диода  $\theta$  может быть найден как:

$$\tan \left( \frac{\theta}{2} \right) \approx \frac{\theta}{2} + \frac{1}{3} \left( \frac{\theta}{2} \right)^3 \Rightarrow \theta = 2 \cdot \sqrt[3]{3\pi \frac{r_{IN}}{R_L}}$$

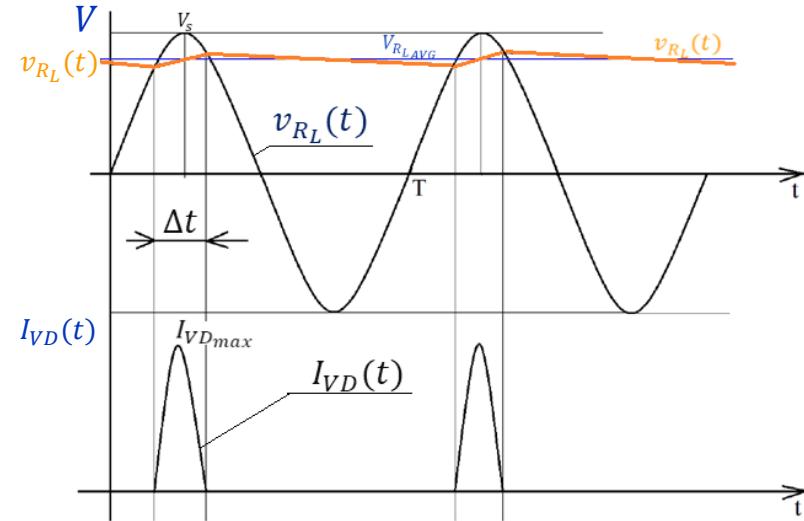
Среднее напряжение нагрузки:  $V_{RLAVG} = V_S \cos \left( \frac{\theta}{2} \right)$

Средний ток через диод:  $I_{VD} = \frac{V_S}{R_L} \cos \left( \frac{\theta}{2} \right)$

Максимальный ток:  $I_{VDmax} = \frac{V_S - V_{RLAVG}}{r_{IN}}$

Пусковой ток:  $I_{VDON} = \frac{V_S}{r_{IN}}$

Обратное напряжение диода:  $V_{VDmax} = V_S + V_{RLAVG} \approx 2 \cdot V_S$



# Однополупериодные выпрямители с С-фильтром

Из выражения заряда емкости на интервале  $\tau_1 < t < \tau_2 = T - \frac{\theta}{\omega}$

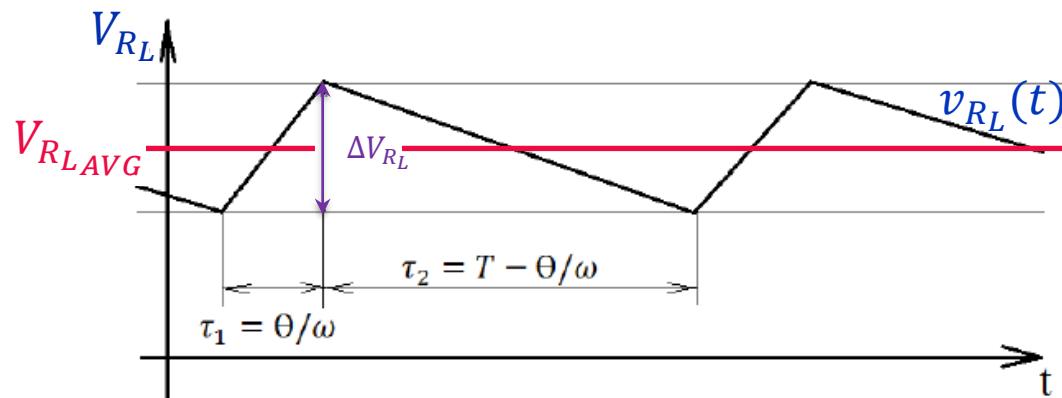
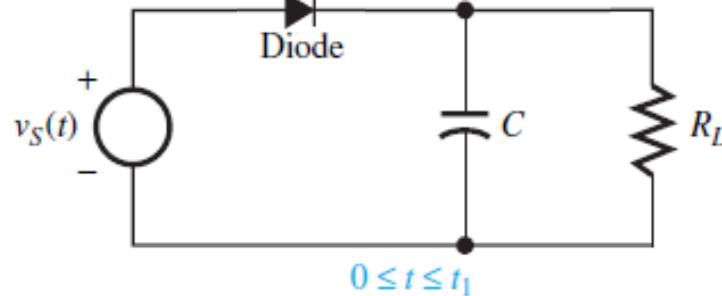
$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_{R_L} = I_{LAVG} \left( T - \frac{\theta}{\omega} \right)$$

(C)

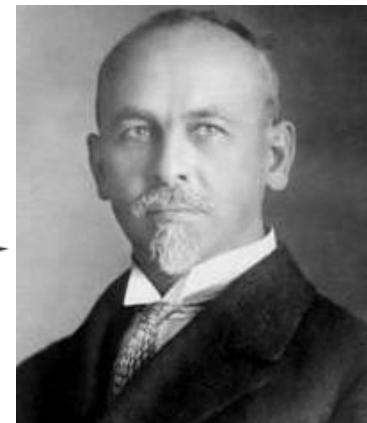
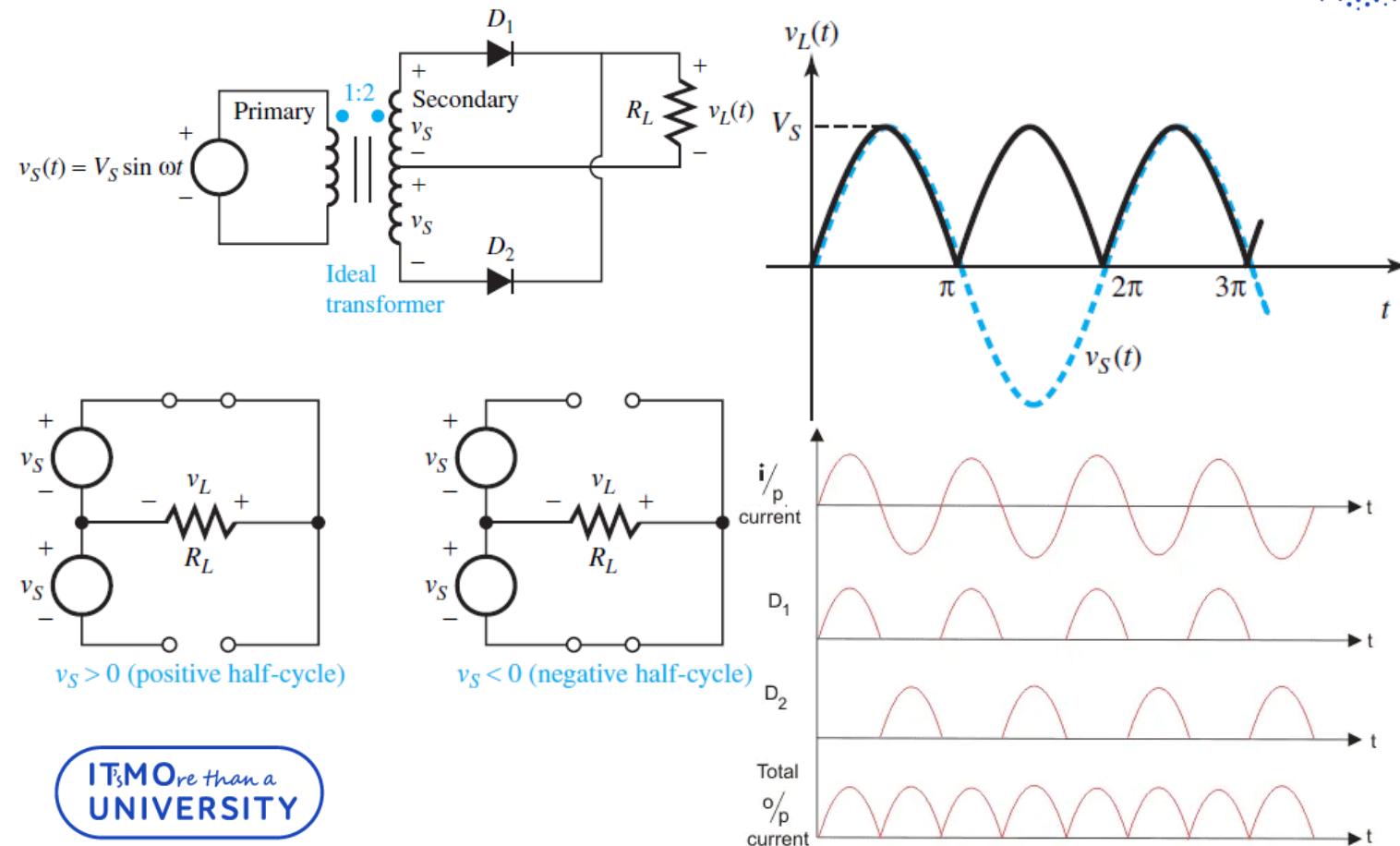
Можно вычислить номинал фильтра:

$$C = \frac{I_{LAVG}}{2\pi f \cdot \Delta V_{R_L}} (2\pi - \theta) = \frac{I_{LAVG}}{\omega \cdot \Delta V_{R_L}} (2\pi - \theta)$$

(F)



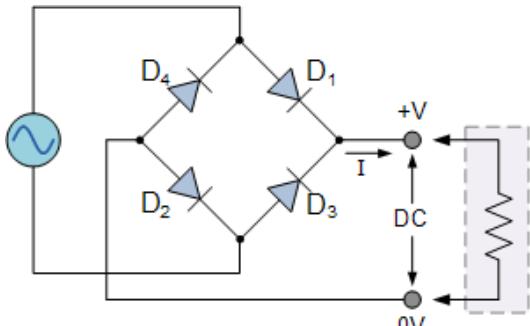
# Выпрямители со средней точкой



Владимир  
Миткевич

# Мостовой выпрямитель

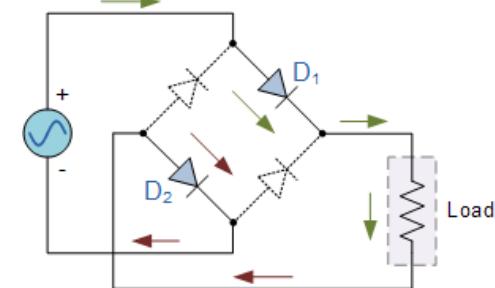
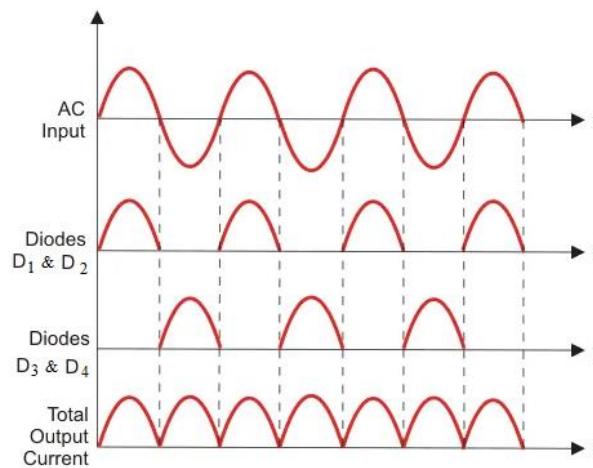
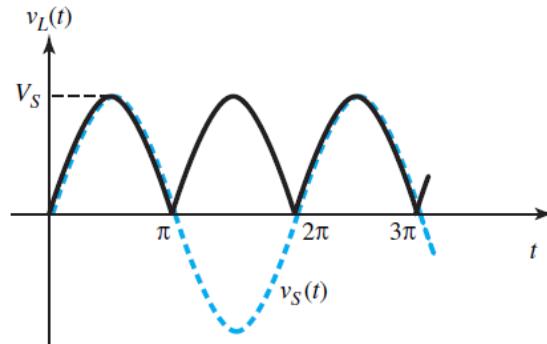
УНИВЕРСИТЕТ ИТМО



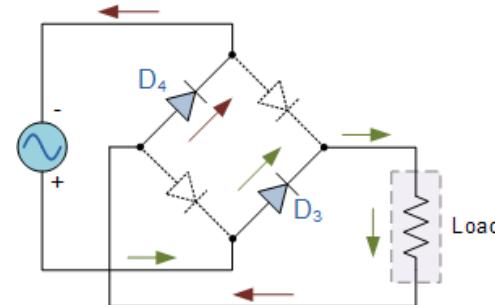
Leo Graetz



Leo Graetz, painted by Franz von Stuck (1906)  
Born 26 September 1856  
Breslau, Prussia  
Died 12 November 1941 (aged 85)  
Munich, Nazi Germany  
Known for Graetz number, Diode bridge



Положительная полуволна



Отрицательная полуволна

- Среднее напряжение нагрузки:

$$V_{R_LAVG} = \begin{cases} \frac{V_S}{\pi}, & \text{(однополупериодная)} \\ \frac{2 \cdot V_S}{\pi}, & \text{(двуихполупериодные)} \end{cases} \quad (\text{B})$$

- Действующее значение напряжения:

$$V_{R_LRMS} = \begin{cases} \frac{V_S}{2}, & \text{(однополупериодная)} \\ \frac{V_S}{\sqrt{2}}, & \text{(двуихполупериодные)} \end{cases} \quad (\text{B})$$

- Максимальное обратное напряжение:

$$V_{VD_{max}} = V_S \quad (\text{B})$$

- Средний ток нагрузки:

$$I_{L_{AVG}} = \frac{V_{R_LAVG}}{R_L} = \begin{cases} \frac{V_S}{\pi R_L}, & \text{(однополупериодная)} \\ \frac{2 V_S}{\pi R_L}, & \text{(двуихполупериодные)} \end{cases} \quad (\text{A})$$

- Действующее значение тока нагрузки:

$$I_{L_{RMS}} = \frac{V_{R_LRMS}}{R_L} = \begin{cases} \frac{V_S}{2 R_L}, & \text{(однополупериодная)} \\ \frac{V_S}{\sqrt{2} R_L}, & \text{(двуихполупериодные)} \end{cases} \quad (\text{A})$$

# Сравнение схем выпрямителей

- Средний ток диода:

$$I_{VD} = \begin{cases} I_{L_{AVG}}; & \text{(однополупериодная)} \\ \frac{I_{L_{AVG}}}{2}; & \text{(двухполупериодные)} \end{cases} \quad (\text{A})$$

- Максимальный ток диода:

$$I_{VD_{max}} = \begin{cases} \frac{V_S}{R_L}; & \text{(однополупериодная)} \\ \frac{V_S}{2R_L}; & \text{(двухполупериодные)} \end{cases} \quad (\text{A})$$

- Коэффициент пульсаций:

$$K_p = \sqrt{\left(\frac{V_{RL_{RMSE}}}{V_{RL_{AVG}}}\right)^2 - 1} = \begin{cases} \sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - 1} \approx 1.21; & \text{(однополупериодная)} \\ \sqrt{\left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}}\right)^2 - 1} \approx 0.48; & \text{(двухполупериодные)} \end{cases}$$

- Размах пульсаций напряжения:

$$\Delta V_{RL} = 2 \cdot K_p \cdot V_{RL_{AVG}} = \begin{cases} \frac{2 \cdot V_S}{\pi} \sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - 1} \approx \frac{2.48 \cdot V_S}{\pi} \approx 0.79 V_S; & \text{(однополупериодная)} \\ \frac{4 \cdot V_S}{\pi} \sqrt{\left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}}\right)^2 - 1} \approx \frac{1.92 \cdot V_S}{\pi} \approx 0.61 V_S; & \text{(двухполупериодные)} \end{cases} \quad (\text{B})$$

# Сравнение схем выпрямителей с С-фильтром

- **Сопротивление источника для зажигы от пускового тока:**  $r_{on} = \frac{V_S}{I_{FSM}}$  (Ом)
- **Входное сопротивление источника:**  $r_{IN} = \begin{cases} r_{vd} + r_{VS}, & \text{(однополупериодная или со средней точкой)} \\ 2 \cdot r_{vd} + r_{VS}, & \text{(мостовая)} \end{cases}$  (Ом)
- **Угол открытия диода:**  $\theta = \begin{cases} 2 \cdot \sqrt[3]{3 \cdot \pi \cdot \frac{r_{IN}}{R_L}}, & \text{(однополупериодная)} \\ 2 \cdot \sqrt[3]{\frac{3}{2} \cdot \pi \cdot \frac{r_{IN}}{R_L}} & \text{(двуухполупериодные)} \end{cases}$  (рад)
- **Среднее напряжение нагрузки:**  $V_{RL_{AVG}} = V_S \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) = \begin{cases} V_S \cdot \cos\left(\sqrt[3]{3 \cdot \pi \cdot \frac{r_{IN}}{R_L}}\right) & \text{(однополупериодная)} \\ V_S \cdot \cos\left(\sqrt[3]{\frac{3}{2} \cdot \pi \cdot \frac{r_{IN}}{R_L}}\right) & \text{(двуухполупериодные)} \end{cases}$  (В)
- **Средний ток нагрузки:**  $I_{L_{AVG}} = \frac{V_{RL_{AVG}}}{R_L} = \begin{cases} \frac{1}{\pi \cdot r_{IN}} (V_S \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) - V_{RL_{AVG}} \cdot \frac{\theta}{2}), & \text{(однополупериодная)} \\ \frac{2}{\pi \cdot r_{IN}} (V_S \cdot \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) - V_{RL_{AVG}} \cdot \frac{\theta}{2}), & \text{(двуухполупериодные)} \end{cases}$  (В)

# Сравнение схем выпрямителей

1. Средний ток через диод:

$$I_{VD} = \begin{cases} \frac{V_S}{R_L} \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) = \frac{V_S}{R_L} \cdot \cos\left(\sqrt[3]{3 \cdot \pi \cdot \frac{r_{IN}}{R_L}}\right), \\ \frac{V_S}{2 \cdot R_L} \cdot \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) = \frac{V_S}{2 \cdot R_L} \cdot \cos\left(\sqrt[3]{\frac{3}{2} \cdot \pi \cdot \frac{r_{IN}}{R_L}}\right), \end{cases} \quad (\text{однополупериодная}) \quad (\text{двуухполупериодные схемы}) \quad (\text{A})$$

2. Максимальный ток через диод:

$$I_{VD_{max}} = \frac{V_S - V_{RLAVG}}{r_{IN}} \quad (\text{A})$$

3. Пусковой ток через диод:

$$I_{VD_{ON}} = \frac{V_S}{r_{IN}} \quad (\text{A})$$

4. Максимальное допустимое обратное напряжение:  $V_{VD_{max}} = \begin{cases} V_S + V_{RLAVG}, & (\text{однополупериодная или со средней точкой}) \\ \frac{V_S + V_{RLAVG}}{2}, & (\text{мостовая схема}) \end{cases}$  (V)

5. Расчет величины емкости:

$$C = \begin{cases} \frac{I_{LAVG}}{2\pi f \cdot \Delta V_{R_L}} (2\pi - \theta), & (\text{однополупериодная}) \\ \frac{I_{LAVG}}{2\pi f \cdot \Delta V_{R_L}} (\pi - \theta), & (\text{двуухполупериодные схемы}) \end{cases} \quad (\text{F})$$

6. Расчет величины пульсаций напряжения:

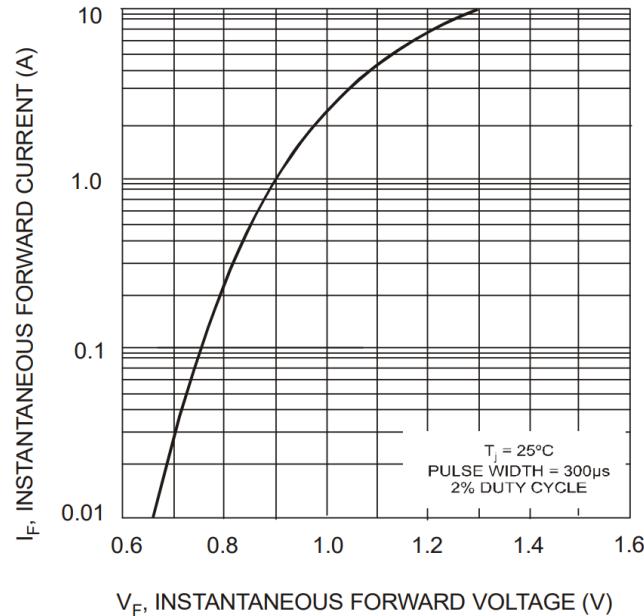
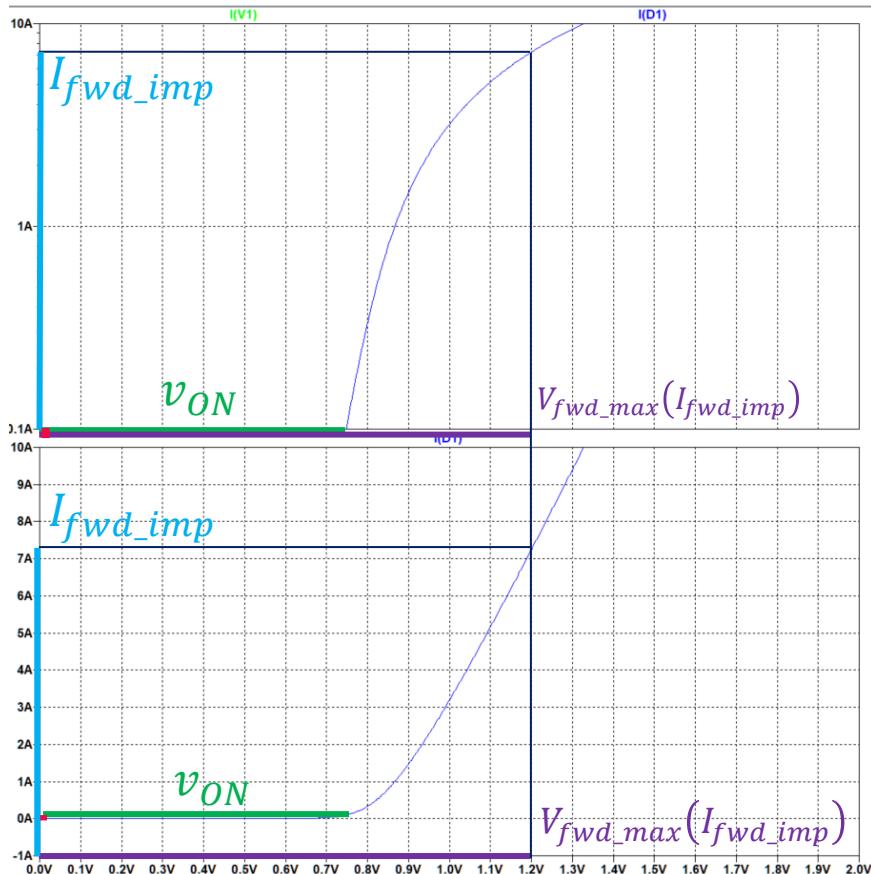
$$\Delta V_{R_L} = \begin{cases} \frac{I_{LAVG}}{2\pi f \cdot C} (2\pi - \theta), & (\text{однополупериодная}) \\ \frac{I_{LAVG}}{2\pi f \cdot C} (\pi - \theta), & (\text{двуухполупериодные схемы}) \end{cases} \quad (\text{V})$$

7. Коэффициент пульсаций

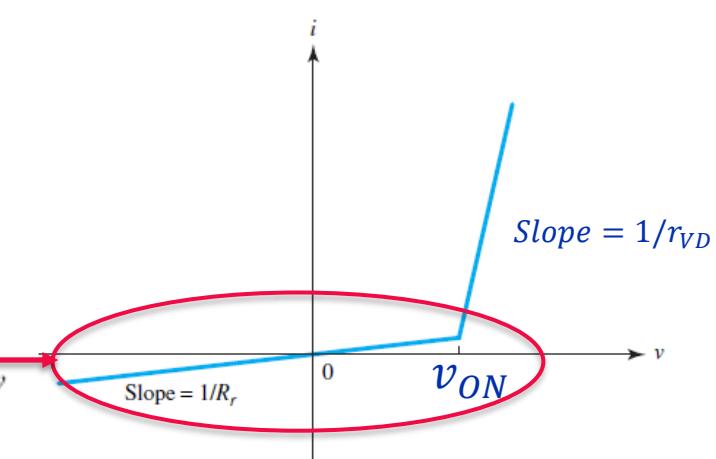
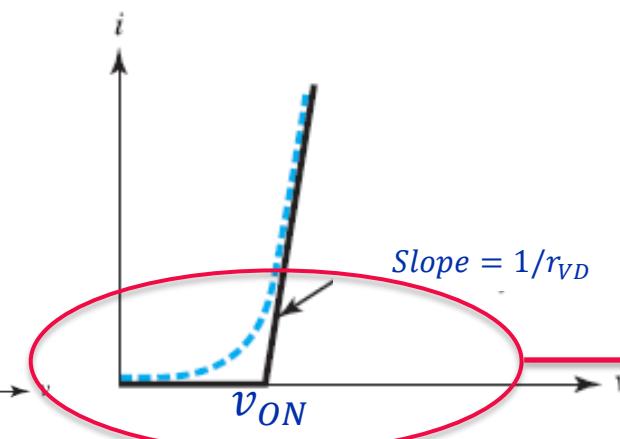
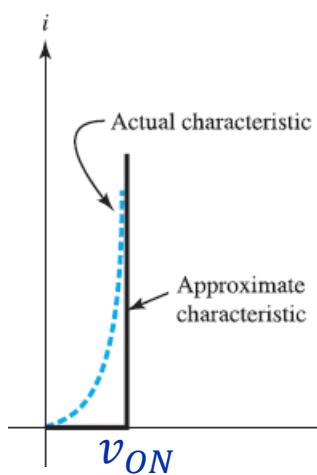
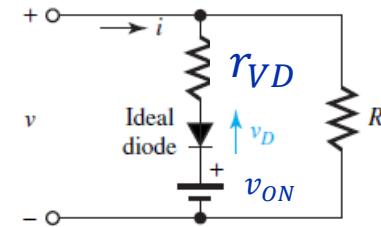
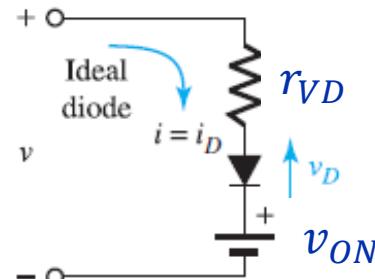
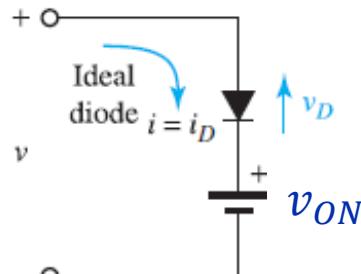
$$K_p = \frac{\Delta V_{R_L}}{2V_{RLAVG}}$$

	$I_{VD_{AVG}}$	$I_{VD_{max}}$	$V_{VD_{max}}$	$r_{IN}$
Однополупериодная схема (HWR)	$= I_{L_{AVG}}$	$\approx 7I_{L_{AVG}}$	$= V_S \cdot 2 \approx 3V_{R_{L_{AVG}}}$	$= r_{VD} + r_{V_s}$
Схема со средней точкой(CTR)	$= \frac{I_{L_{AVG}}}{2}$	$\approx 3.5I_{L_{AVG}}$	$= V_S \cdot 2 \approx 3V_{R_{L_{AVG}}}$	$= r_{VD} + r_{V_s}$
Мостовая схема (FBR)	$= \frac{I_{L_{AVG}}}{2}$	$\approx 3.5I_{L_{AVG}}$	$= V_S \approx 1.5V_{R_{L_{AVG}}}$	$= 2r_{VD} + r_{V_s}$

# Можно промоделировать диод и определить по его ВАХ



# Известные проблемы



# Определение $\theta$

Из уравнения для заряда емкости на интервале  $\tau_1 < t < \tau_2 = T - \frac{\theta}{\omega}$

Расчет номинала емкости:

$$C = \begin{cases} \frac{I_{LAVG}}{2\pi f \cdot \Delta V_{R_L}} (2\pi - \theta), \\ \frac{I_{LAVG}}{2\pi f \cdot \Delta V_{R_L}} (\pi - \theta), \end{cases}$$

Однополупериодная схема  
схема со средней точкой или мостовая

Расчет пульсаций напряжения:

$$\Delta V_{R_L} = \begin{cases} \frac{I_{LAVG}}{2\pi f \cdot C} (2\pi - \theta), \\ \frac{I_{LAVG}}{2\pi f \cdot C} (\pi - \theta), \end{cases}$$

Однополупериодная схема  
схема со средней точкой или мостовая

(Ф)

Желательно  
определять угол  $\theta$   
при токах более  
10-100mA

(Б)

