

## УЛУЧШЕННАЯ МОДЕЛЬ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА С ГЕТЕРОПЕРЕХОДОМ ПО ТЕХНОЛОГИИ INP ОТ KEYSIGHT TECHNOLOGIES

Точная и гибкая модель для режима большого сигнала, основанная на анализе характеристик биполярных транзисторов с гетеропереходом (HBT) на базе фосфида индия (InP) была реализована в САПР ADS в виде семипортового устройства с символьным определением (SDD). Усовершенствованная модель от Keysight Technologies позволяет избежать ошибочного вклада времени прохождения носителей из внутренней области коллектора. Модель была верифицирована для HBT-транзистора с площадью эмиттера  $1 \times 15 \text{ мкм}^2$  путем сравнения результатов моделирования и измерения ВАХ, а также S-параметров в режиме малого сигнала.

Биполярные транзисторы с гетеропереходом или ГБТ (Heterojunction Bipolar Transistor, HBT, или ГБТ), выполненные на базе фосфида индия (InP) по технологии с перенесенной подложкой (transferred substrate technology), продемонстрировали превосходную работу и эффективность на сверхвысоких частотах при высокой плотности выходной мощности [1–2]. По сравнению с традиционными тройными мезоструктурами, технология изготовления ГБТ с перенесенной подложкой позволяет уменьшить внешнюю паразитную емкость между базой и коллекторной областью полупроводникового прибора. В результате ГБТ весьма эффективно функционируют на СВЧ и обладают потенциалом для использования в активной электронике в субтеррагерцовом диапазоне (0,1–1 ТГц).

В настоящее время существует несколько доступных моделей для ГБТ, например FBH от Калифорнийского университета в Сан-Диего и от компании Keysight. Они специально разработаны для полупроводниковых приборов, выполненных на полупроводниках типа  $A^{III}B^V$ , к которым относится и фосфид индия [3–4]. Модель ГБТ от UCSD реализует физическое соотношение зарядов с учетом эффектов управляющего перехода. Используя внутреннее сопротивление коллектора  $R_{C\beta}$ , модель UCSD обеспечивает разумную точность для моделирования области перегиба вольтамперной характеристики (ВАХ), однако серьезным недостатком этой модели, а также модели ГБТ от компании Keysight является то, что в них внутреннее сопротивление коллектора не зависит от напряжения смещения.

Проблема в том, что большинство современных субмикронных InP ГБТ предназначено для работы в режиме полного обеднения коллектора при достаточно низких напряжениях на нем. В этом случае необходимо избежать ошибочной оценки вклада времени пролета носителями области база–коллектор, описываемой постоянной времени в виде произведения сопротивления коллектора  $R_{C\beta}$  на емкость коллекторного перехода  $C_{BC}$ , т. е.  $R_{C\beta}C_{BC}$ . Следовательно, номинал внутреннего сопротивления коллектора в рассматриваемой

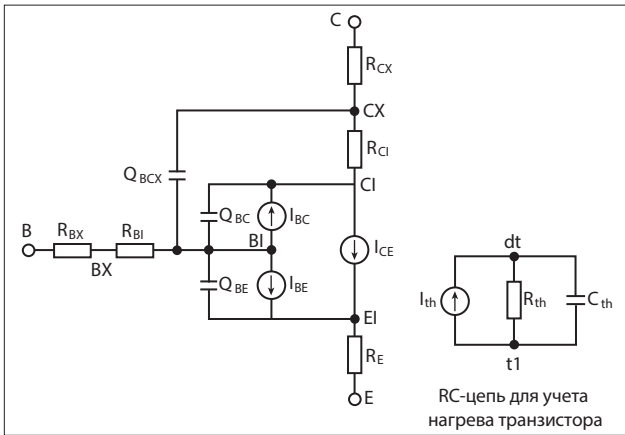
модели должен быть приравнен к нулю. Невыполнение этого требования может привести к значительной ошибке при моделировании времени пролета носителей в современных устройствах на субмикронных биполярных транзисторах с двойной гетероструктурой (double HBT, DHBT) на основе фосфида индия (InP), имеющих частоту среза в диапазоне нескольких сотен ГГц [5].

В этой статье одноканальный ГБТ описан усовершенствованной моделью, в которой решена проблема ошибочного вклада времени прохождения заряда от внутренней области коллектора при сохранении корректного описания области перегиба ВАХ. Для моделирования был выбран симулятор Advanced Design System компании Keysight, в котором при помощи специального блока символьного описания устройств (SDD) можно легко добавить некоторые новые эффекты, возникающие в полупроводниковых приборах при усовершенствовании технологического процесса. Достоверность и точность модели оценивается путем сравнения смоделированных и измеренных характеристик постоянного тока и поведения при малом и большом сигналах.

### ОПИСАНИЕ МОДЕЛИ

На рис. 1 показана модель ГБТ для режима большого сигнала, основанная на аналогичной модели ГБТ компании Keysight. Внешние емкости и индуктивности на рисунке не показаны, т. к. они были исключены при помощи метода de-embedding с использованием электромагнитного моделирования.

На этом рисунке  $I_{CE}$  — ток коллектора, а  $I_{BE}$  — прямой ток базы, представляющий все процессы рекомбинации носителей, происходящие в переходе база–эмиттер при прямом смещении.  $I_{BC}$  — ток базы в обратном смещении, представляющий собой ток дырок, который инжектируется с базы в коллектор. Иногда этот ток увеличивается за счет рекомбинации носителей в области обеднения. Самонагрев транзистора учитывается включением простой однополюсной RC-цепи, которая обычно используется в нелинейных моделях, например в моделях компании Keysight, VBIC и HICUM.



▲ **Рис. 1.** Модель для режима большого сигнала без учета внешних паразитных элементов

Полный ток в цепи коллектор–эмиттер  $I_{CE}$  определяется как разность прямого и обратного токов  $I_{CF}$  и  $I_{CR}$  коллектора:

$$I_{CE} = I_{cf} - I_{cr}, \quad (1)$$

где:

$$I_{cf} = \frac{I_S \times \left( \exp\left(\frac{qV_{BEi}}{N_F \times k \times T}\right) - 1 \right)}{DD}, \quad (2)$$

и

$$I_{cr} = \frac{I_{SR} \times \left( \exp\left(\frac{qV_{BCi}}{N_R \times k \times T}\right) - 1 \right)}{DD}. \quad (3)$$

В этих формулах  $I_S$  — ток насыщения коллектора в прямом включении транзистора;  $I_{SR}$  — ток насыщения коллектора при инверсном включении;  $V_{BEi}$  — внутреннее (т. е. непосредственно на переходе) напряжение база–эмиттер;  $V_{BCi}$  — внутреннее напряжение база–коллектор, а  $N_F$  и  $N_R$  — представляют собой коэффициенты идеальности тока коллектора при прямом и обратном включениях транзистора, соответственно. Кроме того, в расчете модели используются:  $k$  — постоянная Больцмана;  $q$  — величина заряда электрона и  $T$  — температура окружающей среды,  $K$ . Формулировка для коэффициента модификации  $DD$  основана на модели UCSD ГБТ и представляет собой нормированный заряд в базе, т. е. отношение полного заряда основных носителей в базе к встроенному заряду основных носителей в базе. Его подробные формулы моделируют поведение, носящее название эффекта Эрли (эффект модуляции ширины базы). Он представляет собой влияние гетероперехода на ток коллектора для переходов база–эмиттер и база–коллектор и эффект сильного  $\beta$ -спада на графике ВАХ в схеме с общим эмиттером.

Ток «база–эмиттер» и ток «база–коллектор» описывают идеальное и неидеальное (т. е. рекомбинационное) поведение:

$$I_{BE} = I_{BEN} \left( \exp\left(\frac{V_{BEi}}{n_{EN} \times v_t}\right) - 1 \right) + I_{BEi} \left( \exp\left(\frac{V_{BEi}}{n_{Ei} \times v_t}\right) - 1 \right). \quad (4)$$

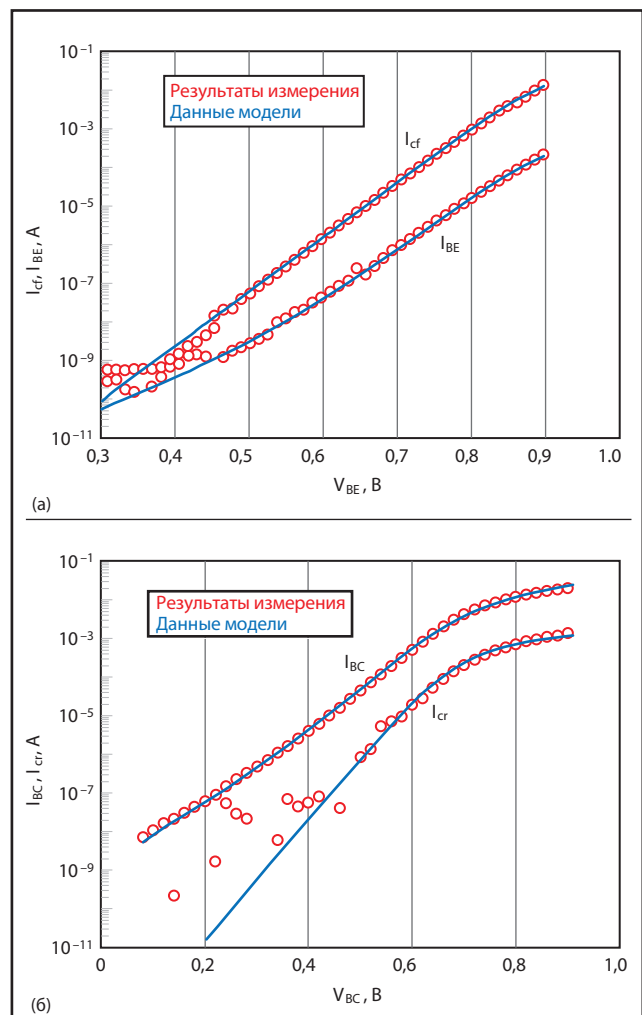
Эта модель тока включает в себя как идеальный компонент, который моделируется с помощью тока насыщения  $I_{BEi}$ , так и коэффициент идеальности  $n_{EN}$ , содержащий рекомбинацию контакта эмиттера и квазинейтральной области, и неидеальный компонент для области пространственного заряда, моделируемый с помощью тока насыщения  $I_{BEN}$  и идеальности через

коэффициент  $n_{EN}$ . Компонент тока «база–коллектор» моделируется аналогично:

$$I_{BC} = I_{BCN} \left( \exp\left(\frac{V_{BCi}}{n_{CN} \times v_t}\right) - 1 \right) + I_{BCi} \left( \exp\left(\frac{V_{BCi}}{n_{Ci} \times v_t}\right) - 1 \right). \quad (5)$$

Для точного моделирования характеристик постоянного тока одним из наиболее важных физических эффектов для ГБТ на основе InP является мягкий перегиб ВАХ. Физическая причина этого явления заключается в соответствующем увеличении плотности инжектированных электронов при инжекции высокого уровня, компенсирующей концентрацию легирующего вещества в коллекторе. Когда электрическое поле в переходе база–коллектор значительно меньше, перенос электронов перестает вносить вклад в дрейфовый ток. Повышение энергетической зоны при высоких плотностях тока блокирует транспортировку электронов из-за образования неравномерности в этой зоне. Эффект эквивалентен увеличению сопротивления коллектора, а падение напряжения в сопротивлении коллектора уменьшает электрическое поле в переходе база–коллектор. В рассматриваемом случае этот резистор моделируется зависящим от смещения внутренним сопротивлением коллектора  $R_{CI}$  [5]. Модель поведения  $R_{CI}$  представляется следующим образом:

$$R_{CI} = \frac{R_{C10}}{2} \left( 1 + \tanh\left(\frac{V_{BCi} - V_{TR}}{V_{RCi}}\right) \right), \quad (6)$$



▲ **Рис. 2.** Измеренные и смоделированные участки ВАХ относительно токов  $I_{CF}$ ,  $I_{BE}$  в прямом включении транзистора (а) и  $I_{BC}$ ,  $I_{CR}$  в инверсном включении (б), в зависимости от напряжения база–эмиттер  $V_{BE}$  и база–коллектор  $V_{BC}$  в виде графиков Гуммеля

где  $\tanh$  — гиперболический тангенс, а  $V_{TR}$ ,  $R_{C10}$  и  $V_{RCi}$  — три корректируемых параметра.

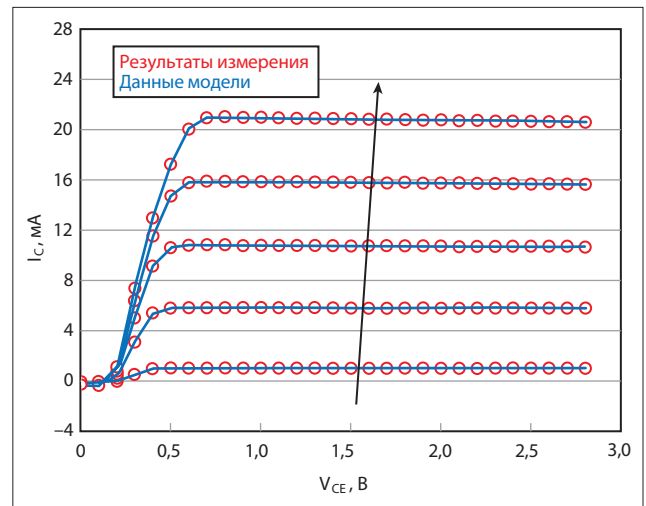
При переходном напряжении  $V_{BCi} = V_{TR}$  внутреннее сопротивление коллектора принимает половину значения  $R_{C10}$ , необходимого для соответствия области перегиба характеристик  $I_C-V_{CE}$ . Параметр  $V_{RCi}$  контролирует крутизну перехода  $R_{C10}$  от номинального значения к нулю.

На рис. 2 показаны графики, описывающие измеренные и смоделированные участки ВАХ относительно токов  $I_{CF}$ ,  $I_{BE}$  в прямом включении транзистора и  $I_{BC}$ ,  $I_{CR}$  при инверсном включении. Эти графики Гуммеля<sup>1</sup> описывают зависимость указанных токов от напряжения база–эмиттер  $V_{BE}$  и база–коллектор  $V_{BC}$ .

Высокочастотные характеристики определяются моделью заряда. Следовательно, характеристики переменного тока включают истощение пространственного заряда и диффузионный заряд. Расход на истощение и для перехода база–эмиттер, и для перехода база–коллектор основан на модели ГБТ компании Keysight, где расчет функций заряда для рассматриваемых случаев основан на формуле из NICUM (версия 2.1). Эта формула и ее производные полностью непрерывны для всех областей напряжения смещения и подходят для моделирования при большом сигнале.

### ПРОВЕРКА И ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ

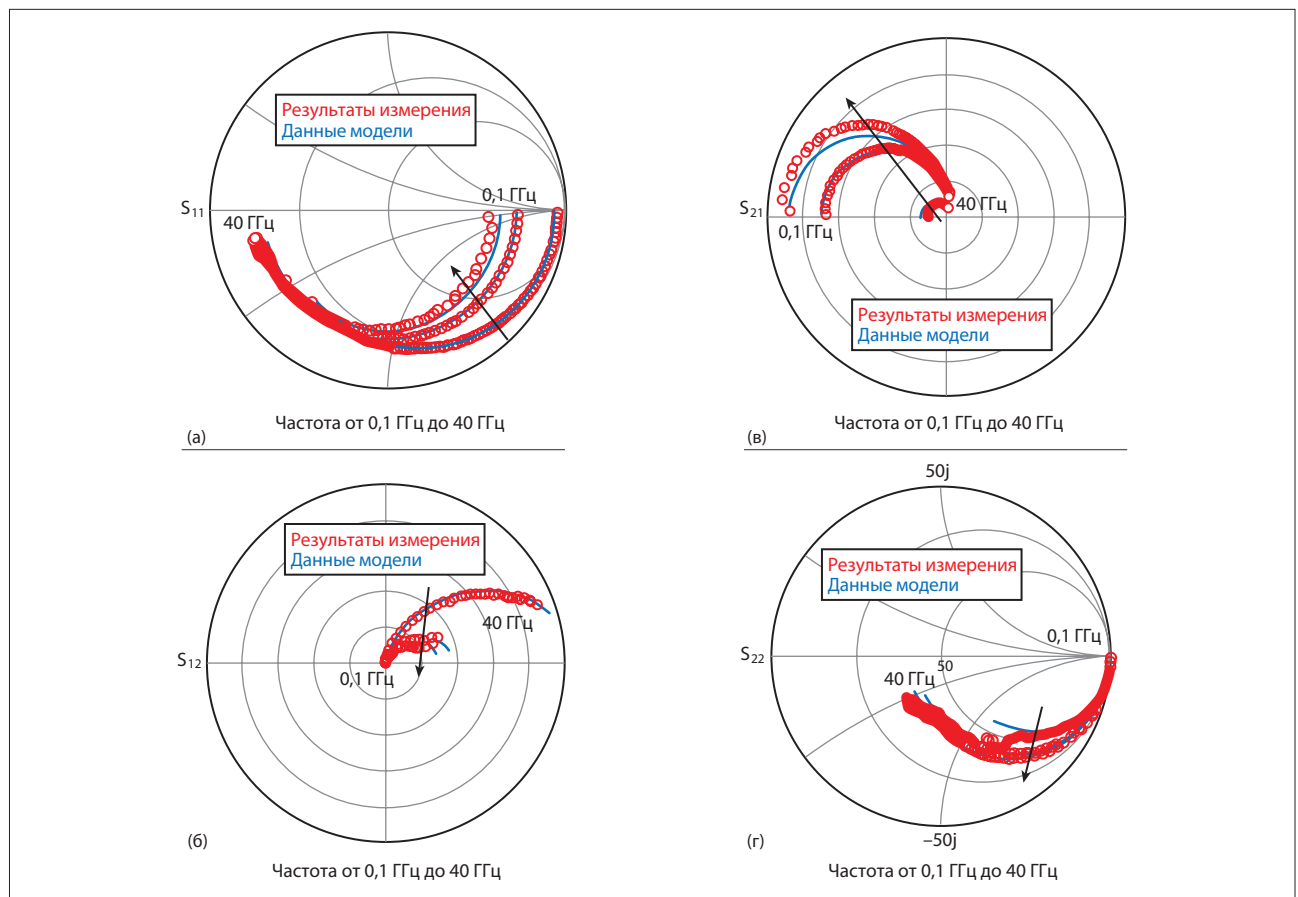
Настоящая компактная эмпирическая модель режима большого сигнала использовалась для InP ГБТ разных размеров. В этой статье рассматривается только транзистор с площадью эмиттера 15  $\mu\text{m}^2$ . Процедура получения параметров начинается с использования данных о резисторах с помощью схемы с открытым коллектором [6–7]. Далее параметры постоянного



▲ Рис. 3. Результаты моделирования и измерения ВАХ в виде зависимости  $I_C(V_{CE})$ . Ток базы  $I_B$  менялся в диапазоне 20–340 мкА с шагом 80 мкА

тока извлекаются из прямых и обратных графиков Гуммеля на основе измерений анализатора полупроводниковых приборов. Затем параметры модели в режиме малого сигнала извлекаются из большого числа малосигнальных S-параметров в нескольких точках смещения.

Для проверки модели измерялись характеристики постоянного тока и малого сигнала в нескольких точках напряжения смещения. Измеренные данные были получены непосредственно на кристалле в пластине с помощью анализатора полупроводниковых приборов Keysight B1500A для параметров постоянного тока и векторного анализатора цепей HP8510C



▲ Рис. 4. Смоделированные и измеренные значения  $S_{11}$  (а),  $S_{12}$  (б),  $S_{21}$  (в) и  $S_{22}$  (г) при  $I_c = 1, 11$  и  $21$  мА и  $V_{CE} = 1,7$  В

<sup>1</sup> График Гуммеля (Gummel plot) представляет собой комбинированный график в полулогарифическом масштабе, показывающий зависимости токов базы и коллектора биполярного транзистора от напряжения на базе.

для S-параметров в режиме малых сигналов в диапазоне частот 0,1–40 ГГц. Измерения проводились после утончения подложки до 100 мкм и гальванизации золотом ее задней стороны.

Измеренные и смоделированные участки ВАХ в виде графиков Гуммеля для прямого и инверсного включения транзисторов представлены на рисунке 2, а на рис. 3 сравниваются результаты измерений и моделирования семейства выходных ВАХ, определяющих ток коллектора  $I_C$  и напряжение «коллектор–эмиттер»  $V_{CE}$  в зависимости от тока базы транзистора.

В дополнение к выходным характеристикам постоянного тока и графикам Гуммеля модель была проверена путем сравнения измеренных и смоделированных S-параметров в диапазоне токов коллектора 1–21 мА и в полосе частот 0,1–40 ГГц. Результаты сравнения приведены на рис. 4.

Как уже упоминалось, при измерении ток коллектора  $I_C$  менялся в диапазоне 1–21 мА, а измерения проводились при напряжении коллектор–эмиттер  $V_{CE} = 1,7$  В. Как показывает сравнение, результаты моделирования и измерения значений  $S_{21}$  несколько различаются при малых токах и на низкой частоте. Поскольку модель рассчитана для специального применения, в этой работе основной интерес представляет рабочая область, где  $I_C = 11$  мА. Такая модель наиболее точно описывает заданный уровень токов.

## ВЫВОДЫ

Компактная нелинейная модель транзистора с двойной гетероструктурой на основе InP (DHBT), основанная на формулах заряда и точной модели большого сигнала, была реализована с использованием SDD с семью портами в программе моделирования цепей Advanced Design m (ADS) от Keysight. Модель гибко модифицируется благодаря встроенному в ADS компоненту SDD на основе уравнений, учитывает эффекты самонагрева и мягкого перегиба ВАХ. В результате было достигнуто хорошее совпадение данных измерения с результатами моделирования.

Для более точного понимания поведения моделей ГБТ рекомендуется ознакомиться с [9], где анализируются модели биполярного транзистора с целью оптимального выбора для расчета SiGe ГБТ и сверхбыстродействующих схем на их основе. —

## ЛИТЕРАТУРА

1. J. C. Zhang, B. Liu, L. M. Zhang, L. Sun, J. Wang and L. Song. *A Rigorous Peeling Algorithm for Direct Parameter Extraction Procedure of HBT Small-Signal Equivalent Circuit*. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. Vol. 85, No. 3, June 2015.
2. C. Rehorn. *InP HBT Chipset, Enabling High-Bandwidth, Real-Time Oscilloscope Architecture*. *Microwave Journal*. Vol. 53, No. 7, July 2010.
3. M. Schröter, T. Nardmann and G. Wedel. *A Closed-Form Solution for the Low-Current Collector Transit Time in Group IV and Group III–V HBTs*. *IEEE Transactions on Electron Devices*. Vol. 64, No. 8, August 2017.
4. A. Bennour, Z. G. Tegegne, S. Mazer, J. L. Polleux, M. El Bekkali and C. Algani. *Large-Signal Static Compact Circuit Model of SiGe Heterojunction Bipolar Phototransistors: Effect of the Distributed Nature of Currents*. *IEEE Transactions on Electron Devices*. Vol. 65, No. 3, March 2018.
5. T. K. Johansen, V. Midili, M. Squartecchia, V. Zhurbenko, V. Nodjiadjim, J. Y. Dupuy, M. Riet and A. Konczykowska. *Large-Signal Modeling of Multi-Finger InP DHBT Devices at Millimeter-Wave Frequencies*. *International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and mmWave Circuits*. April 2017.
6. J. Gao, X. Li, H. Wang and G. Boeck. *Approach for Determination of Extrinsic Resistance for Equivalent Circuit Model of Metamorphic InP/InGaAs HBTs*. *IEEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*. Vol. 152, No. 3, September 2005.
7. J. Krause and M. Schröter. *Methods for Determining the Emitter Resistance in SiGe HBTs: A Review and an Evaluation Across Technology Generations*. *IEEE Transactions on Electron Devices*. Vol. 62, No. 5, May 2015.
8. C. C. McAndrew, J. A. Seitchik, D. F. Bowers et al. *VBIC95, the Vertical Bipolar Inter-Company Model*. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 1996. V. 31, № 10.
9. К. О. Петросяни, Р. А. Торговников. *Сравнительный анализ схемотехнических моделей SiGe гетеробиполярного транзистора. Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем*. 2006. Сборник научных трудов под общей ред. А. Л. Стемпковского. М. ИППМ РАН. 2006.//www.mes-conference.ru.