Преимущества применения точных нелинейных моделей при проектировании усилителей мощности в NI AWR Design Environment

Тед Лонгшор (Quasonix), Ларри Данливи (Modelithics)

В статье описываются преимущества, которые получает разработчик при использовании точных нелинейных моделей. Применение нелинейных моделей и мощных средств проектирования NI AWR Design Environment позволяет создать реально работающий усилитель мощности всего за одну итерацию.

Введение

Использование нелинейных моделей транзисторов позволяет одновременно проводить оптимизацию значений коэффициента усиления, выходной мощности, КПД, а также линейности модуляции в заданной рабочей полосе при определённой температуре. Несмотря на то что с применением таких моделей увеличиваются общие издержки производства, они компенсируются сокращением времени разработки устройства и повышенной производительностью работы инженеров.

В статье рассматривается применение точных нелинейных моделей транзисторов, которое позволяет смоделировать усилитель мощности (УМ) за одну итерацию [1]. В приведённом примере описывается процесс проектирования двухкаскадного усилителя для радиотелеметрической связи, выполненный в среде NI AWR Design Environment (Microwave Office) на основе библиотек моделей от компании Modelithics (Modelithics[®] CLR и Modelithics-Qorvo GaN) [2].

Как правило, нелинейные модели, данные load-pull и другие параметры активных устройств поставляются их производителями. Тем не менее такие модели существуют далеко не для всех устройств, а в ряде случаев существующие модели могут не отвечать требованиям точности. Таким образом, для получения высокоточной нелинейной модели потребуются дополнительные расходы, связанные либо с получением моде-



Рис. 1. Блок-схема усилителя передатчика

ли от производителя, либо с проведением измерений собственными силами, либо с оплатой услуг сторонних компаний – создателей моделей [3, 4].

Нелинейные модели

Разработка усилителя мощности - это всегда поиск компромисса между усилением и мощностью, КПД и линейностью, возвратными потерями и рабочей полосой [5,6]. Согласование усилителя на основе данных load-pull по импедансам источника (Z_s) и нагрузки (Z_r) – задача относительно простая, если речь идёт о проектировании узкополосного однокаскадного линейного усилителя при постоянном напряжении смещения, однако она многократно усложняется при работе с многокаскадными широкополосными усилителями. При наличии нелинейных моделей используемых транзисторов платформа NI AWR Design Environment становится идеальным инструментом для моделирования, максимально упрощая разработку входных и выходных согласующих схем, позволяющих получить оптимальные значения коэффициента усиления, мощности, КПД, линейности и даже уровней мощности на частотах гармоник во всей рабочей полосе.

К сожалению, многие производители транзисторов поставляют нелинейные модели для ограниченного ряда своих продуктов, вынуждая разработчиков делать сложный выбор: создавать нелинейную модель самостоятельно, оплачивать услуги сторонних компаний – создателей моделей (например, Modelithics) или же ограничиться указанными в документации на транзистор значениями Z_L и Z_s и заниматься итерационной оптимизацией.

Пример проекта усилителя

Техническое задание для усилителя передатчика радиотелеметрического диапазона средней мощности содержит следующие требования:

- частотный диапазон 2200–2400 МГц;
 минимальная выходная мощность
- 1 Вт при температуре +85°С;максимальное потребление тока
- 300 мА при напряжении питания 12 В;
- выходная мощность 32 дБм при температуре +25°С;
- габариты не более 2,8 in² (18 см²).

Мощность выходного каскада приведена с учётом вносимых фильтром гармоник потерь [1]. Усилитель работает в режиме компрессии (используется SOQPSK-модуляция с постоянной амплитудой). Габариты заданы для передатчика в сборе; площадь, выделенная под усилитель мощности, не превышает 0,5 in² (3,23 см²).

В качестве активного элемента был выбран нитрид-галлиевый транзистор Qorvo TGF2965-SM с внутренним согласованием по входу, напряжением питания 32 В и мощностью 6 Вт. Малые размеры и наличие внутреннего согласования по входу – важные факторы, позволяющие удовлетворить строгим требованиям к габаритам устройства, а корпус типа SMD упрощает производство платы усилителя.

Благодаря небольшим размерам, высокому коэффициенту усиления и малому потреблению тока в качестве транзистора предусилителя передатчика был также выбран TGF2965-SM. Номинальная мощность транзисторов превышает предложенную в техническом задании, однако решение об их использовании было принято исходя из работоспособности схемы при пониженных напряжениях питания. Далее будет показано, что при номинальном питании можно построить более мощную 6-ваттную версию усилителя. В состав представленной в данной статье конструкции (см. рис. 1) входит полосовой пропускающий фильтр для снижения уровней шумов при передаче в диапазонах GPS L1 и L2.

Согласование

Первым этапом проекта стало определение оптимальных импедансов на вхоОДНА ПЛАТФОРМА, БЕЗ ПРЕГРАД.

Простота гениальна

NI AWR DESIGN ENVIRONMENT

NI AWR Design Environment[™] - это единая платформа, объединяющая системный, схемотехнический и электромагнитный анализ, для разработки продвинутых современных беспроводных систем: от базовых станций и мобильных телефонов до систем спутниковой связи. Интуитивно понятный пользовательский интерфейс, проверенные технологии симуляции и доступная архитектура с поддержкой сторонних решений – всё это устраняет преграды на пути к вашей успешной разработке! Проектирование стало гениально проще.

AWR Более подробно см. на awr.com/ru



Microwave Office | Visual System Simulator | Analog Office | AXIEM | Analyst | AntSyn



Рис. 2. Схема оконечного каскада с тюнером гармонического баланса (HBTUNER)



Рис. 3. Коэффициент усиления, выходная мощность и КПД оконечного каскада при напряжении питания +12 В и входной мощности +16...+22 дБм



Рис. 4. Моделирование формы сигналов напряжения и тока на внутренних выводах транзистора

де и выходе, обеспечивающих требуемые коэффициент усиления, выходную мощность и КПД во всей рабочей полосе. Как правило, при отсутствии нелинейной модели согласование выполняется на основе данных проведённых load-pullизмерений или предоставленных производителем значений Z_L и Z_S. Если таких данных нет, опытные разработчики могут получить удовлетворительные результаты на основе комбинации методов анализа нагрузочных линий и данных моделирования в режиме малого сигнала [7].

Если имеется точная нелинейная модель используемого транзистора, то становится возможным напрямую оптимизировать согласующие цепи для получения требуемых характеристик. С использованием предоставленной компанией Modelithics модели транзистора TGF2965-SM входная и выходная согласующая цепи выходного каскада были оптимизированы в Microwave Office (см. рис. 2) во всей рабочей полосе при помощи тюнера гармонического баланса (HBTUNER).

Для того чтобы в дальнейшем создать более мощную версию передатчика с минимальными изменениями в проекте, выходная согласующая цепь была оптимизирована для получения высокого значения КПД при уровне выходной мощности 32 дБм и уменьшенном напряжении питания (12 В). Оптимизация коэффициента усиления, выходной мощности и КПД при пониженном напряжении на стоке возможна только благодаря высокой точности нелинейной модели транзистора. Тем не менее такая оптимизация в рамках данного проекта не проводилась ввиду того, что оптимизированная при 32 В модель сохранила удовлетворительные характеристики и при 12 В на стоке.

Из рисунка 3 видно, что при уровне входной мощности в 22 дБм были получены следующие характеристики: выходная мощность 33 дБм, КПД 61% и коэффициент усиления 11 дБ в режиме компрессии. Согласно графику, при уменьшении входной мощности до 16 дБм с шагом в 2 дБм выходная мощность и КПД уменьшаются, а коэффициент усиления увеличивается. КПД можно было также увеличить путём оптимизации схемы для согласования на частотах гармоник, однако в данной работе таких попыток не предпринималось.

Оптимизированный выходной импеданс был определён на частоте 2,3 ГГц и использовался в качестве целевого при замене тюнера HBTUNER на выходную согласующую схему. Для увеличения



Рис. 5. Оконечный каскад усилителя (1,5 Вт)

КПД применялись методы контроля формы сигнала – минимизация перекрытия участков ненулевого тока и ненулевого напряжения. Это стало возможным благодаря тому, что модель транзистора позволяла проводить виртуальные измерения на внутренних выводах его чипа. В результате, согласно рисунку 4, были получены условия, в которых напряжение на стоке транзистора выходного каскада достигало максимума тогда, когда ток стока был минимальным, что является одним из условий высокой эффективности усилителя.

Следующими шагами стали замена тюнера HBTUNER согласующей схемой, обеспечивающей тот же оптимальный импеданс Z_г на стоке, и повторная оптимизация входного и выходного согласований в рабочей полосе (см. рис. 5). В схеме выходного согласования вместо линии передачи была использована навесная катушка индуктивности, что позволило уменьшить габариты схемы и упростить создание более мощных конструкций усилителя на основе одной и той же печатной платы. Оптимизация значений навесных конденсаторов, катушек и резисторов, входящих в состав схем смещения и стабилизации, упрощалась благодаря применению масштабируемой библиотеки компонентов Modelithics Global Microwave Models.

Проектирование двухкаскадного усилителя

По завершении процесса синтеза согласующих цепей выходного каскада аналогичные процедуры были выполнены для каскада предусилителя и межкаскадного полосового пропускающего фильтра на сосредоточенных элементах. Импедансы каскадов оказались близки к 50 Ом только в середине частотного диапазона. С учётом того, что болышинство конструкций работают в полосе порядка 10% и более, при составлении всех каскадов в единый усилитель следовало ожи-



Рис. 6. Схема усилителя



Рис. 7. Коэффициент усиления, выходная мощность и КПД после оптимизации усилителя для работы при напряжении питания +12 В

дать значительного отклонения в величинах коэффициента усиления, мощности и КПД из-за межкаскадного рассогласования. Благодаря наличию точной нелинейной модели и возможностям пакета NI AWR Design Environment стало возможным одновременно оптимизировать отличные от 50 Ом импедансы выхода предусилителя, полосовой фильтр и вход оконечного каскада (см. рис. 6).

Как показано на рисунке 7, коэффициент усиления, выходная мощность и КПД постоянны во всей рабочей полосе при увеличении входной мощности от 0 до 8 дБм при напряжении питания +12 В. Вид графиков величин определяется передаточной характеристикой полосового фильтра. При уровне входной мощности +8 дБм коэффициент усиления составляет 24,4 дБ, выходная мощность – 32,5 дБм, КПД – 47,8%, что соответствует техническому заданию.

Одним из требований к проекту было ограничение потребления тока до 300 мА при напряжении питания +12 В и уровне выходной мощности 32 дБм. Согласно результатам моделирования при входной мощности 6 дБм (31,9 дБм выходной мощности) потребление тока составляет 54 мА (предусилитель) + 227 мА (усилитель), что в сумме даёт 281 мА (см. рис. 8). Таким образом, требование к потреблению тока выполняется. Отметим, что возможность рассчитать этот и другие параметры на ранних этапах проектирования позволяет обойтись без создания прототипа.



Рис. 8. Потребление тока предусилительным и оконечным каскадами



Рис. 9. Моделирование уровней гармоник перед созданием фильтра

Напряжение смещения стока и номиналы навесных компонентов для двух версий усилителя

Компонент	УМ 1,5 Вт	УМ 6 Вт
Напряжение стока транзистора, В	12	32
Катушка L33, нГн	15	8,7
Катушка L42, нГн	1,0	3,9
Конденсатор С2, пФ	0,6	0,3



Рис. 10. Выходная мощность и КПД после оптимизации для работы при напряжении питания +32 В

Нелинейная модель позволяет оценить уровни мощности гармоник (см. рис. 9). В данном случае в схему выходного согласования были внесены изменения, для того чтобы компенсировать возвратные потери фильтра гармоник и уменьшить относительный уровень 4-й гармоники. С учётом приведённых результатов моделирования, а также максимально допустимого уровня –25 дБм 2-й и 3-й гармоник и –80 дБм для остальных гармоник были определены следующие параметры проектируемого фильтра гармоник:

- в диапазоне 4,4...7,2 ГГц отражение гармоник должно составлять:
 - +13,5 дБм (-30 дБм) ≈ 44 дБ;
- в диапазоне 8,8...9,6 ГГц:
- +30,5 дБм 85 дБн 11,1 дБм ≈ 66 дБ,
 для гармоник более высоких поряд-
- ков:
 - 55 дБ.

В соответствии с этими требованиями был создан комбинированный фильтр на основе сосредоточенных и распределённых элементов [1].

Добавление созданного фильтра на выходе усилителя позволило уменьшить уровни гармоник до заданных уровней. Возможность определения параметров фильтра гармоник на этапе проектирования – это ключевой фактор в получении успешного проекта за один проход, поскольку сам фильтр является неотъемлемой интегрированной частью разрабатываемого передатчика.

Версия с повышенной мощностью

С целью обеспечения большей гибкости и универсальности проекта данный усилитель был оптимизирован для работы при напряжении питания +12 В. Это позволило увеличить его мощность с 1,5 до 6 Вт с минимальными изменениями в значениях параметров компонентов. Например, выходная мощность может быть увеличена до 38 дБм путём увеличения напряжения стока до +32 В и простой замены навесных компонентов на аналогичные, имеющие другие номиналы, без замены печатной платы (см. табл.).

Согласно рисунку 10, новая версия усилителя обеспечивает выходную мощность 38 дБм при коэффициенте усиления 28 дБ и КПД 48%. Отметим, что с повышением напряжения на стоке коэффициент усиления увеличился на 2,5 дБ. Это означает, что для поддержания более высокого уровня выход-





Рис. 11. Изготовленная плата передатчика с гибкими выводами

ной мощности не требуются дополнительные усилительные каскады. Таким образом, разработав один проект, можно получить два высокоэффективных усилителя мощности.

Далее разработчик может оптимизировать параметры усилителя для соответствия требованиям конкретных применений. В этом значительную поддержку ему окажут точные модели компонентов, в том числе и нелинейных, и широкие возможности пакета NI AWR Design Environment. Как было показано, достаточно просто перестроить созданную конструкцию в область более высоких или низких мощностей или в другой частотный диапазон.

Хотя это выходит за рамки данной статьи, отметим, что спроектированный усилитель можно промоделировать в условиях модулированных сигналов при помощи инструмента Visual System Simulator[™] (VSS), позволяющего оценить такие параметры, как модуль вектора ошибок или помехоустойчивость по смежным каналам.

Изготовление печатной платы и проведение измерений

Усилитель мощности, процесс проектирования которого был описан выше, – это только одна из частей платы передатчика, в состав которой входят схемы смещения затвора, синтезатор частот, модулятор, аттенюатор, преобразователи и регуляторы питания, программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС) и другие компоненты. Однако эти компоненты схожи в различ-

Рис. 12. Сравнение результатов моделирования и измерения для коэффициента усиления при двух уровнях мощности



Рис. 13. Зависимость выходной мощности, КПД и потребляемого тока от уровня входной мощности

ных конструкциях передатчика, их проектирование не требует серьёзных усилий и создаёт минимальные риски получения нерабочей конструкции. При разработке нового передатчика Quasonix обычно проектирует его целиком, опираясь на надёжность моделирования и точность используемых моделей, вместо того чтобы создавать прототипы его отдельных частей. Коэффициент усиления в режиме большого сигнала был измерен для усилителя в составе платы передатчика при помощи гибких выводов, подсоединённых напрямую к его входу и выходу (см. рис. 11). Транзистор оконечного каскада был смещён так, чтобы ток стока составлял 25 мА при напряжении питания 12 В, а транзистор предварительного каскада – чтобы ток стока был равен 30 мА для дополнительного усиления. Потери в гибких выводах были учтены при моделировании.

Результаты измерения S₂₁ при уровнях входной мощности -10 дБм и +8 дБм (см. рис. 12) показывают хорошую согласованность между моделированием и измерением усиления в диапазоне 2,2...2,4 ГГц. Более высокое измеренное значение коэффициента усиления при -10 дБм на входе объясняется чувствительностью усиления в режиме малого сигнала к значению тока смещения транзистора при работе на линейном участке, а также тем, что модель рассчитана на работу при питании +32 В, а не +12 В. Расхождение между результатами симуляции и измерений вне полосы пропускания фильтра обусловлено более резким спадом АЧХ реального фильтра по сравнению с данными файла S2P, загруженного для моделирования с сайта Mini-Circuits.

Результаты моделирования и измерений при уровне входной мощности +8 дБм очень хорошо совпадают во всей полосе пропускания фильтра, особенно с учётом того, что модель транзистора TGF2965-SM рассчитана на использование при напряжении питания +32 В.

Дополнительно отметим, что зависимость выходной мощности от входной (см. рис. 13) показывает отличную согласованность результатов моделирования и измерений, включая компрессию усиления при высоких уровнях мощности. Потребление тока при питании +12 В также хорошо согласуется в области малой входной мощности, однако расхождение увеличивается при повышении уровня входного сигнала. Измеренный КПД превышает значение, полученное по результатам моделирования в области малых и средних входных мощностей, из-за увеличенных коэффициента усиления и, как следствие, выходной мощности. Приведённые данные не учитывают потери в фильтре гармоник.

Заключение

Точность моделирования СВЧ-схем зависит от возможности учёта моделью влияния паразитных компонентов и источников нелинейности на параметры схемы. Как правило, предоставляемых производителями значений оптимальных импедансов источника и нагрузки ZS и ZL достаточно лишь для проектирования однокаскадных узкополосных усилителей. Точные нелинейные модели транзисторов позволяют одновременно оптимизировать значения коэффициента усиления, выходной мощности и КПД в требуемой рабочей полосе даже для многокаскадных усилителей. Такие модели могут значительно снизить издержки проектирования во многом благодаря существенной экономии времени, необходимого для завершения проекта. В приведённом примере проект двухкаскадного усилителя мощностью 1 Вт был получен с первой попытки и в короткий срок. Об успешности проекта свидетельствует хорошее согласование результатов моделирования и измерений изготовленного устройства. Представленный подход к проектированию усилителя мощности позволяет перестраивать конструкцию устройства под новые требова-

ния заказчика с минимальными изменениями.

Литература

- 1. *Longshore T., Dunleavy L.* Using High Accuracy Models to Achieve First Pass Success- A Transmitter Case Study: Part 2, Power Amplifier Design. High Frequency Electronics, September 2017.
- Dunleavy L., Morales H., Suckling C., Tran K. Device and PA Circuit Level Validation of a High Power GaN Model Library. Microwave Journal, Aug. 2016.
- Golio M., Cozzie J. Who Pays for Characterization?: The Final Dilemma for MESFET Modeling. 48th ARFTG Conference Digest, Fall 1996.
- Dunleavy L. Modeling-The Hot Potato In the RF & Microwave Industry. Microwave Product Digest, April 2002.
- Cripps S. RF Power Amplifiers for Wireless Communications. Artech House, 1999.
- 6. *Giannini F., Leuzzi G.* Nonlinear Microwave Circuit Design. John Wiley & Sons, 2004.
- Cripps S.C. A Theory for the Prediction of GaAs Load-pull Power Contours. IEEE MTT-S Int'l Microwave Symposium Digest, 1983, p. 221–223.



15-я Международная выставка испытательного и контрольно-измерительного оборудования



23-25 октября 2018

Москва, Крокус Экспо



Итоги 2017 года:

12 675 посетителей 57 регионов России 27 стран



Организатор Группа компаний ITE +7 (499) 750-08-28 control@ite-expo.ru Забронируйте стенд testing-control.ru

новости мира

Новая микроголовка пробника Інгініі Мах компании Keysight

Компания Keysight Technologies объявила о выпуске микроголовки пробника Keysight MX0100A InfiniiMax – самой маленькой в отрасли припаиваемой головки пробника для производительных осциллографов, оптимизированной для отладки современных высокоскоростных устройств.

Тенденция миниатюризации электронных устройств приводит к уменьшению размера контактных площадок и шага расположения выводов компонентов. Кроме того, по мере роста скорости передачи данных в таких приложениях, как память DDR, обычные контактные площадки контрольных точек начинают вести себя как короткие фрагменты линии передачи, становясь источниками электромагнитных помех. В связи с этим пользователи активно интересуются решениями, учитывающими особенности монтажа высокой плотности современных электронных устройств и обеспечивающими измерения сигналов без помех.



Новая микроголовка пробника InfiniiMax компании Keysight представляет собой припаиваемую головку сверхмалого размера, предназначенную для использования с усилителями пробников InfiniiMax I/II и способную подключаться к миниатюрным компонентам. Контактные проводники можно подключить к контрольным точкам, разнесённым на расстояние до 7 мм. При использовании с 12 ГГц усилителем пробника Keysight 1169B InfiniiMax II головка МХ0100А обеспечивает полосу пропускания до 12 ГГц. Благодаря минимальной в своём классе нагрузке на исследуемую схему (0,17 пФ, 50 кОм при дифференциальном подключении) МХ0100А снижает влияние пробника и обеспечивает максимальную целостность сигнала при измерении характеристик высокоскоростных шин.

Новая микроголовка компании Keysight имеет вдвое меньший размер по сравнению с существующими припаиваемыми головками, предназначенными для компонентов с малым шагом выводов в условиях монтажа высокой плотности. Это первая и единственная головка такого типа на современном рынке.

Пресс-служба Keysight Technologies

«ПРОСОФТ» и ЛЭТИ на форуме «РАДЭЛ 2018»

«ПРОСОФТ» и обособленное подразделение компания «ПРОЧИП» примут участие в Международном промышленном форуме «Радиоэлектроника. Приборостроение. Автоматизация 2018» и продемонстрируют решения в области электронных компонентов, оборудования и устройств для систем автоматизации.

Мероприятие пройдёт 18–20 сентября 2018 года в Санкт-Петербурге (КВЦ «ЭКС-ПОФОРУМ», павильон F).

В деловую программу в рамках выставки «Автоматизация 2018» включён доклад на конференции «Промышленная автоматизация и информационные технологии на пути к Индустрии 4.0» на тему модульного ПЛК отечественного производства и совместного учебно-научного центра «ПРОСОФТ» на базе ведущего петербургского вуза.

Доклад ведущего инженера «ПРОСОФТ» Дмитрия Бакаева будет посвящён программируемым логическим контроллерам Fastwel I/O, заслужившим доверие заказчиков в самых разных отраслях: на железнодорожном транспорте, в обслуживании инфраструктуры аэропортов, судостроении, химической, атомной, горно-обогатительной и газовой промышленности. Fastwel I/O – полностью российская разработка, ориентированная на отечественный рынок и учитывающая его специфику как по набору поддерживаемых типов сигналов, так и по стойкости к неблагоприятным факторам внешней среды.

Выступление продолжит доклад заместителя декана факультета электротехники и автоматики по научной работе СПбГЭТУ «ЛЭТИ» к.т.н. Екатерины Филатовой, посвящённый недавно модернизированной лаборатории «Промышленные системы управления и автоматизации». Лаборатория оснащена восемью индивидуальными исследовательскими комплексами на базе ПЛК Fastwel I/O. Современное российское оборудование предоставлено вузу компанией «ПРОСОФТ» в рамках программы импортозамещения и заменило устаревшие аппаратные средства, использовавшиеся ранее. В перспективе на базе лаборатории планируется создание совместного учебно-научного центра и организация курсов по повышению квалификации и переподготовке специалистов в области управления и автоматизации. www.prosoft.ru

Объём глобального рынка ПоТ к 2022 году превысит \$176 млрд

Сразу три исследовательские компании подготовили отчёты о перспективах разви-

тия рынка промышленного Интернета вещей (IIoT).

Согласно последнему отчёту Market Research Engine, объём глобального рынка IIoT к 2022 году превысит \$176 млрд. В течение следующих четырёх лет рынок будет расти с совокупным годовым темпом роста (CAGR), превышающим 8%.



Основными факторами роста аналитики считают разработку полупроводников и электронных устройств, стандартизацию IPv6, рост облачных вычислений и поддержку со стороны правительств.

Сдерживающими факторами попрежнему являются потребность в стандартизации и нехватка квалифицированной рабочей силы – в этом доклад вторит работам других исследователей.

В число ключевых участников глобального сектора IIoT авторы отчёта включили General Electric, Cisco, Intel, Rockwell Automation, ARM, ABB, Siemens AG, Honeywell, Dassault Systemes, Huawei, Zebra Technologies, IBM, Bosch и другие компании.

Исследователи Zion Market Research также полагают, что IIoT будет расти с показателем САGR чуть более 8% в течение ближайших пяти лет, но, по их расчётам, к 2023 году он достигнет \$232,15 млрд. Zion оценил стоимость IIoT в 2017 году в \$145,81 млрд, что значительно превышает данные Market Research Engine.

Число вендоров, стремящихся занять часть рынка IIoT, продолжает расти, но некоторые лидеры вышли из поля, говорится в другом исследовании. Согласно отчёту Forrester Research о программных платформах IIoT, C3 IoT, Microsoft, PTC, SAP и IBM являются лидерами отрасли, при этом самое сильное предложение делает C3 IoT, а IBM намного опережает других поставщиков по стратегии. Amazon Web Services считается только претендентом на пространство IIoT, оставшись позади сильнейших игроков, таких как GE, Oracle и Siemens. Forrester поставила Cisco на последнее, 15-е место среди компаний по ассортименту и стратегии. Вендоры оценивались по 24 критериям, включая аналитические возможности, использование технологии цифровых двойников и производственную интеграцию.

Новости Интернета вещей



ProSoft[®]

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР

(495) 234-0636 INFO@PROSOFT.RU

WWW.PROSOFT.RU

