

**Министерство образования и науки Российской Федерации
Московский физико-технический институт
(национальный исследовательский университет)**

Физтех-школа радиотехники и компьютерных технологий
Кафедра мультимедийных технологий и телекоммуникаций

Выпускная квалификационная работа магистра по специальности 03.04.01
«Прикладные математика и физика»

Разработка адаптивного согласователя импеданса антенны мобильного терминала

**Студент М01-104а группы:
Иванов Михаил Александрович**

**Научный руководитель:
к. т. н., Бахурин Сергей Алексеевич**

Рецензент:

Москва
2023

Аннотация

Представлена разработка адаптивного согласующего устройства (АСУ) с целью компенсации искажений, возникающих на антенне мобильного терминала вследствие изменений окружающего пространства. В работе приводится теоретическое обоснование состоятельности введения согласующей цепи в передающий тракт устройства. Обоснована конфигурация согласователя, построенного на PIN-диодах. Разработана схема цифрового управления изменяемой ёмкости и описана её работа в связке с АСУ.

Исследование работы согласователя и алгоритма адаптации производилось с помощью векторного анализатора цепей. И был разработан проект на аппаратной платформе с аналоговыми модулями и усилителем для валидации работы АСУ реальным сигналом и динамически изменяемой средой вокруг антенны.

В качестве модели антенны, которую необходимо согласовать с помощью АСУ, выбран широкополосный коаксиальный программируемый тюнер импеданса. Также была произведена валидация работы согласователя с реальными LTE-антеннами.

Содержание

Аннотация	ii
Введение	v
1. Постановка задачи компенсации рассогласования импедансов	1
1.1. Вводные замечания	1
1.2. Воздействие на antennу проводящих поверхностей	4
1.3. Цепь согласования импедансов	6
1.4. Временная модуляция нагрузки	9
1.5. Временная модуляция сигнала возбуждения	10
1.6. Выводы	12
2. Влияние режима линии передачи на КПД	13
2.1. Эффективность передачи мощности в antennу	13
2.2. Диаграмма Смита как инструмент настройки импедансов	15
2.3. Ограничение полосы пропускания по критерию Боде-Фано	19
2.4. Выводы	21
3. Разработка адаптивного согласующего устройства	22
3.1. Первичная модель	22
3.2. Схематическое моделирование	24
3.3. Электромагнитное моделирование 3D-модели	28
3.4. Алгоритм адаптации	31
3.5. Разработка исполнительного устройства	32
3.6. Проект реализации адаптивного согласователя на аппаратной платформе на базе FPGA	33
3.7. Выводы	37
4. Экспериментальная часть	38
4.1. Структура тестовой платформы	38
4.2. Результаты исследований с программируемым тюнером в качестве модели antennы	39
4.3. Результаты исследований с реальными antennами	43
4.3.1. Антенна YNX-006-4G-30cm	44
4.3.2. Антенна AMT-LTE-FL1	46

Аннотация	iv
4.3.3. Антенна CrossAir LTE (CA-L01)	48
4.4. Выводы	49
5. Заключение	51
Список литературы	53

Введение

По мере роста совершенствования телекоммуникационных технологий возникает проблема повышения скорости передачи информации. Так, например, разработка систем стандарта 5G предполагает решение задач, связанных с увеличением скорости передачи информации по сравнению с системами стандарта 4G. Чтобы удовлетворить требования к таким высокоскоростным и высоконадежным системам мобильной связи, должны быть реализованы эффективные способы передачи и приема сигнала. Для приемников необходимо получить как можно более высокий SNR (отношение мощности несущей к шуму). Для передатчиков необходимо экономить заряд батареи, избегая потерь, вызванных неэффективной передачей мощности от радиочастотных цепей к антенне.

Известно, что на antennу мобильного терминала сильно влияют близлежащие объекты, такие как голова и рука человека [1, 2]. Входное сопротивление антены изменяется [3], и эффективная передача сигнала затруднена из-за несоответствия импеданса между согласующей схемой и радиочастотным интерфейсом приемопередатчика. Кроме того, при плохом согласовании импедансов усилитель мощности меняет режим работы. Следовательно, несоответствие импедансов между передающим усилителем и antennой (нагрузкой) надо компенсировать, чтобы сделать мобильную систему более эффективной.

Скомпенсировать это несоответствие позволяют добавляемые в схему настраиваемые согласующие цепи (НСЦ). Они могут быть классифицированы либо как аналоговые (с плавной регулировкой), либо как цифровые (регулируемые по набору дискретных значений). В пример первой группы НСЦ можно отнести настройку с помощью регулируемых шаговым двигателем вакуумных конденсаторов переменной ёмкости [4]. Также сообщалось, что можно регулировать электронные компоненты, такие как варикапы [5] или МЭМС-варикапы [6]. В цифровых НСЦ возможность настройки достигается за счет реализации переменных реактивных элементов в виде массивов с цифровой коммутацией, что позволяет регулировать импеданс переменных реактивных сопротивлений дискретными шагами.

В научной среде сообщалось о выборочном использовании нескольких согласующих цепей [7] и применении цепочек LC для обеспечения хорошего согласования импеданса с комбинациями катушек индуктивности и конденсаторов [8]. Реализация цифровых НСЦ обычно основана на КМОП-переключателях [9], МЭМС-переключателях [10], PIN-

диодах [11] или НСЦ на основе модуляции импеданса с переключением фазы [12].

МЭМС-коммутаторы характеризуются очень низким сопротивлением во включенном состоянии и могут работать на частоте 10...20 ГГц при незначительном энергопотреблении. Однако надежность НСЦ на базе МЭМС-коммутаторов по-прежнему остается проблемой из-за больших управляющих напряжений, требуемых МЭМС-коммутаторами. С другой стороны, реализации НСЦ на основе PIN-диодов и КМОП-переключателей обеспечивают возможность работы с очень высокими уровнями мощности за счет некоторых потерь в самих переключателях ввиду их сопротивления во включённом состоянии. Такие НСЦ особенно выгодны для реализации непосредственно на микросхеме. Однако основным недостатком цифровых НСЦ является их ограниченное разрешение настройки и, следовательно, точность, с которой согласование импеданса может быть достигнуто при приемлемом количестве переключаемых компонентов.

Относительно алгоритма для сходимости адаптивного управления согласованием импеданса, сообщалось об использовании метода градиентного спуска [13, 14], имитированного отжига [15] и квантово-генетический алгоритм [16]. Однако, для вышеупомянутых алгоритмов требуется сформировать математическую модель всей адаптируемой системы, и управляющие элементы согласующей схемы должны быть точно смоделированы, чтобы выделить какие-либо математические критерии для работы алгоритма.

Учитывая вышеупомянутые проблемы, в данной работе применяется адаптивная система согласования импедансов, которая использует пассивные аналоговые схемы и алгоритм для нахождения необходимой конфигурации без оптимизации целевой функции. Адаптивное управление осуществляется последовательным переключением реактивных элементов в цепь. В этой системе единственными элементами, подлежащими управлению, являются два каскада конденсаторов в виде массива цифровых переключателей, где ёмкость каждого конденсатора есть степень двойки. Это было сделано для переключения с некоторой дискретой, как это происходит в двоичной системе счисления.

Для адаптивной настройки согласователя предложено использовать алгоритм бинарного поиска. В данной работе будет сначала показана конфигурация предлагаемой системы, некоторые её достоинства, а также описание её работы.

Настоящее направление разработки настраиваемой согласующей цепи впервые организовано для аппаратного модуля контроля импеданса антенны мобильного терминала во времени с адаптивной подстройкой, что характеризует новизну данной работы.

Целью настоящей работы является:

- Разработка адаптивного согласующего устройства для повышения КПД передающего тракта мобильного терминала путем адаптивной коррекции импеданса антennы.

Методические и исследовательские задачи, которые должны быть выполнены:

- Обзор существующих методов согласования импеданса
- Выбор структуры согласующего устройства
- Разработка электромагнитной модели адаптивного согласователя импеданса антennы
- Разработка алгоритма автоматической настройки параметров адаптивного согласователя
- Разработка схемы управления макетом согласующей цепи
- Построение аппаратной платформы для исследования качества работы алгоритма в лабораторных условиях
- Калибровка аналоговых модулей аппаратной платформы для измерения падающей и отраженной волн

Глава 1

Постановка задачи компенсации рассогласования импедансов

В рамках данной работы рассматривается передающий тракт (сотовый телефон, смартфон), при этом остро стоит вопрос о времени работы этого устройства от батареи. Говоря конкретнее, задача о повышении КПД мобильного устройства в конкурентной среде телекоммуникаций весьма актуальна. Таким образом, в качестве целевой функции в настоящей работе был выбран коэффициент стоячей волны в передающем тракте мобильного терминала, который неразрывно связан с коэффициентом полезного действия всей передающей системы. Уменьшение КСВ предлагается реализовать путем адаптивной коррекции импеданса антенны.

1.1 Вводные замечания

Эффективность работы мобильного терминала подразумевает под собой понятие о согласовании импедансов между передатчиком и нагрузкой (антенной), поскольку энергия, затраченная на передачу сигнала может отразиться от антенны обратно в передатчик, если её импеданс отличен от $Z_L = 50 + j0$ Ом, ухудшая тем самым КПД передающей системы.

Причины, по которым в сотовом телефоне согласование импедансов затруднено различны:

- Размеры устройства. Нет возможности для монтажа эффективной антенны достаточно больших размеров в маленький корпус
- Влияния тела человека. Рука и голова в непосредственной близости от мобильного телефона отрицательно влияют на приёмо-передающие характеристики антенны
- Отражения от окружающих поверхностей

Для иллюстративности, в рамках данной работы были проведены симуляции в программе CST Studio: распространение электрического поля в дальней зоне, возбуждаемого на LTE антенне на частоте 2.55 ГГц, показано на рисунках 1а — с фантомом

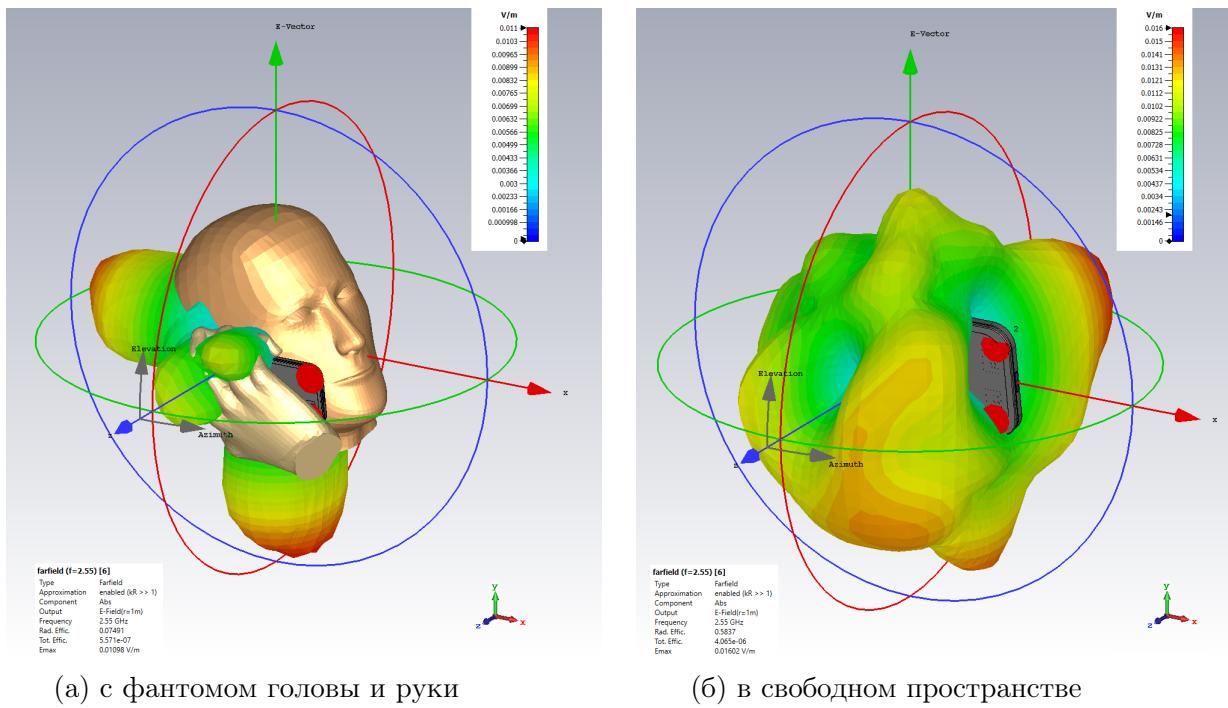


Рис. 1. Сравнение распространения электрического поля в дальней зоне

головы и руки человека в процессе непосредственного использования устройства человеком, и на 16 — то же распространение в свободном пространстве. Моделями головы и руки человека являются гомогенные системы, заполненные веществом, приблизительно описывающим реальные диэлектрические и проводящие свойства биологических тканей головы и руки человека. Масштаб и форма моделей также приближены к реальной жизни. Диэлектрическая проницаемость для них представляется собой комплексное выражение 1.1, зависящее от частоты ω . Наличие мнимой части связано с конечной проводимостью σ , которая и обуславливает потери энергии [17]. Если частота изменения поля составляет ω , то $\hat{\varepsilon}(\omega) = \frac{\sigma}{\varepsilon_0 \omega} + j\varepsilon''(\omega)$, где ε_0 — диэлектрическая проницаемость вакуума.

$$\hat{\varepsilon}(\omega) = \varepsilon'(\omega) + j\varepsilon''(\omega) \quad (1.1)$$

Для фантома головы и руки значения $\hat{\varepsilon}(\omega)$ различны, графики действительной и мнимой частей диэлектрической проводимости приведены на рисунке 2. Значения на интересующей нас частоте 2.6 ГГц приблизительно совпадают со значением для стандартной антропометрической модели [18], равным $\varepsilon' = 39.0$; и со значением для модели руки в исследовании [19], где $\varepsilon' = 28.5$. Заявленная погрешность в пределах 15%.

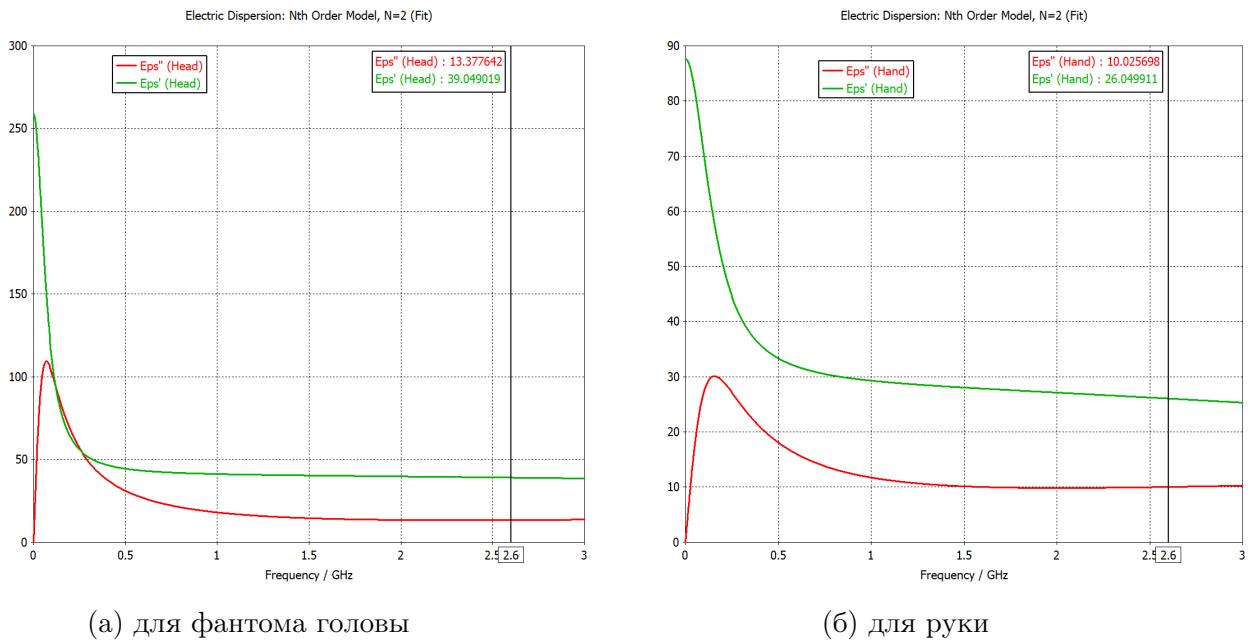


Рис. 2. Значения $\varepsilon'(\omega)$ и $\varepsilon''(\omega)$

Пользователь мобильного терминала, находящийся в непосредственной близи от передающей антенны будет влиять на её КСВ. На рисунке 3 показано моделирование рассеяния мощности, передаваемой антенной, в тканях. Видно, что рассеяние значительно.

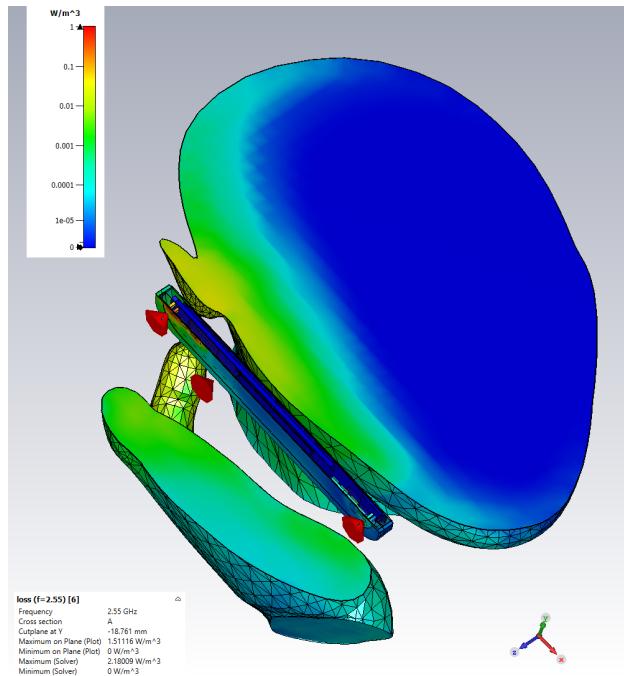


Рис. 3. Плотность потерь мощности

Изменение диаграммы направленности показано на рисунке 4. Можно видеть, что в некоторых зонах ухудшение излучения достигает 20 дБ.

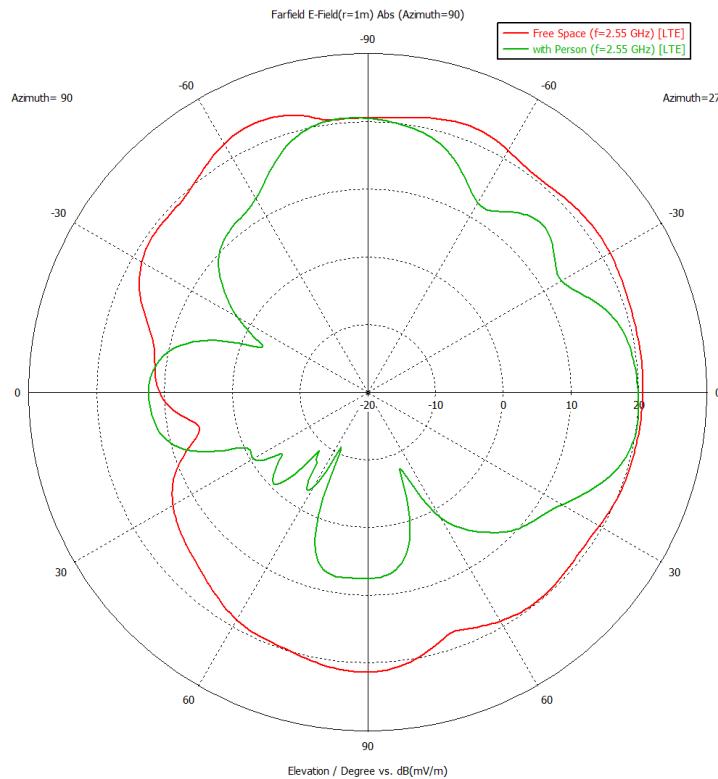


Рис. 4. Диаграмма направленности антенны мобильного телефона в свободном пространстве и с моделью человека.

Вышеупомянутые эксперименты опираются исключительно на численное моделирование уравнений математической физики, однако в научной практике имеются исследования, в которых доказывается адекватность представленных моделей рассеяния сигнала при разговоре по мобильному телефону: было проведено, например, [20, 21].

1.2 Воздействие на antennу проводящих поверхностей

Если живые ткани в некотором приближении проявляют свойства как проводников, так и диэлектриков, и во многом потери мощности в такой диэлектрической среде зависят от частоты излучения, то воздействие на antennу близлежащих проводящих металлических поверхностей картину меняется: переотражения могут как сильно ухудшать эффективность antennы, так и в каких-то приближениях от поверхности — улучшать.

В статье [22] авторы показывают влияние металлической пластины на характеристики плоской инвертированной F-антенны на частоте излучения 2.4 ГГц в зависимости от расстояния d_P между ними. В качестве иллюстрации на таблице 1 показаны результаты исследований: можно заметить, что при максимальном приближении antennы и проводящей поверхности параметр $|S_{1,1}| = 0.6 \text{ dB}$ — это значит antennа почти ничего не излучает, и только 12.9% всей энергии излучается в пространство. Обратная ситуация, когда antennа на бесконечном удалении от поверхности, то есть в свободном пространстве: потери на отражение $|S_{1,1}| = 14.4 \text{ dB}$ — 96.37% энергии излучается через antennу. Однако, стоит отметить, что коэффициент усиления antennы (КУ), как и её импеданс,

увеличивается неравномерно по мере удаления от металлической пластины — эти же процессы во времени, применительно к сотовым телефонам, адаптивное согласующее устройство должно отрабатывать.

Расстояние между металлической пластиной и платой с антенной, d_P [мм]	Пиковый КУ антенны, ортогональное к металлическому пластине, [дБи]	Импеданс антенны, [Ом]	Потери на отражение, $ S_{1,1} $, [дБ]
0.254	-8.1	62.9 - j·296.5	0.6
2.54	3.8	72.6-j·51.7	7.2
5.08	1.4	83.1+j·3.2	11.4
7.62	-0.6	92.0+j·1.2	10
10.16	-1.4	93.1-j·7.5	9.7
12.7	-1.1	90.8-j·15.1	9.7
25.4	3.3	65.7-j·33.4	9.9
38.1	4.6	54.1-j·26.7	11.7
∞	2.3	57.8-j·17.9	14.4

Таблица 1. Влияние металлической пластины на КУ антенны, автор: [22]

Также, в статье [23], в которой исследуется воздействие близко расположенного металлического объекта на микрополосковую антенну, авторы пришли к выводу, что металлическая поверхность сильно влияет на параметры многополосной микрополосковой антенны.

Таким образом, система антенна+среда представляет собой изменяющуюся во времени нагрузку $Z_L = R_L + jX_L$ с ненулевым реактивным сопротивлением и $R_L \neq 50$ Ом, что вызывает рассогласование импедансов с питающей линией с выходным сопротивлением $Z_0 \neq Z_L$. Это приводит к отражению передаваемого трансмиттером сигнала от антенны. В реальных электромагнитных устройствах достижение идеального согласования импедансов физически нереализуемо, но можно говорить о состоянии с "хорошо согласованной" нагрузкой, имея в виду состояние, в котором коэффициент стоячей волны максимально приближен к 1. Значение КСВ, равное 2.0 или менее, обычно приемлемо для антенн мобильных терминалов.

Чтобы уменьшить уровень нежелательных отражений, необходимо использовать методы согласования импеданса. Как было показано в статье [24], существует три метода преобразования импеданса нагрузки, см. рис. 5:

- с помощью согласующей цепи
- временная модуляция нагрузки
- временная модуляция сигнала возбуждения

Добавление между источником сигнала и антенной правильно спроектированной цепи, состоящей из сосредоточенных и распределенных элементов, показано на рисунке 5а.

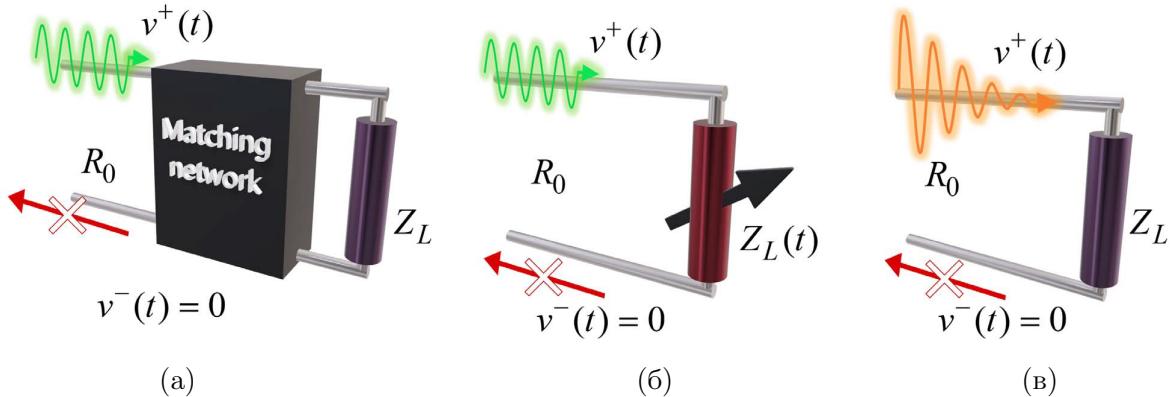


Рис. 5. Схематическое представление методов согласования импеданса: преобразование импеданса с помощью (а) согласующей цепи, (б) временной модуляции нагрузки и (в) временной модуляции сигнала возбуждения, автор: [24]

1.3 Цепь согласования импедансов

Далее, будет описан первый метод согласования. Самый простой тип согласующей цепи — это L-тип (рисунок 6) — она содержит два реактивных элемента (катушка индуктивности или конденсатор), предназначенных для согласования любой нагрузки $\forall Z_L$ к сопротивлению Z_0 , что есть сопряжённое выходное сопротивление генератора сигналов $Z_0 = Z_G^*$.

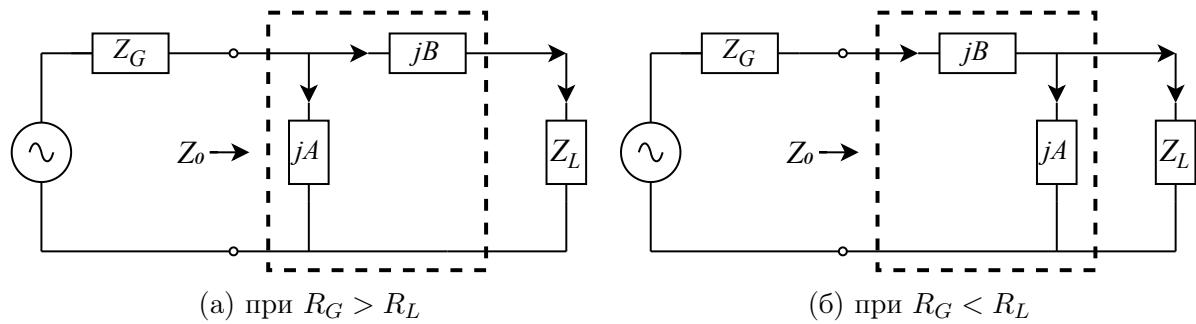


Рис. 6. Реактивная сопряжённая согласующая цепь L-типа

При известных $Z_L = R_L + jX_L$ и $Z_G = R_G + jX_G$ необходимо найти реактивные сопротивления A и B . Так как смысл согласования заключается в приведении части согласователь + нагрузка к сопряжённому импедансу генератора Z_G^* , то необходимо уравнять импедансы левой и правой части цепи:

$$\begin{aligned} Z_0 &= \frac{Z_A (Z_B + Z_L)}{Z_A + Z_B + Z_L}, && \text{при } R_G > R_L \\ Z_0 &= Z_B + \frac{Z_A Z_L}{Z_A + Z_L}, && \text{при } R_G < R_L \end{aligned} \quad (1.2)$$

где $Z_A = jA$, $Z_B = jB$. Решая эти уравнения относительно неизвестных A и B , получим:

$$\begin{aligned} A &= \frac{X_G \pm R_G Q}{\frac{R_G}{R_L} - 1}, & A &= \frac{X_L \pm R_L Q}{\frac{R_L}{R_G} - 1}, \\ B &= -(X_L \pm R_L Q), & R_G < R_L & \quad B = -(X_G \pm R_G Q), & R_G > R_L & (1.3) \\ Q &= \sqrt{\frac{R_G}{R_L} - 1 + \frac{X_G^2}{R_G R_L}}, & Q &= \sqrt{\frac{R_L}{R_G} - 1 + \frac{X_L^2}{R_G R_L}}, \end{aligned}$$

Вычисляя соответствующие значения A и B , подбираются номиналы конденсатора $Z_C = jX_C$ или индуктивности $Z_L = jX_L$:

$$X_C = -\frac{1}{\omega C} = -\frac{1}{2\pi f C}, \quad X_L = \omega L = 2\pi f L, \quad (1.4)$$

Хотя цепь L-типа может согласовать произвольную нагрузку к произвольному источнику, её полоса пропускания и добротность однозначно определяются значениями импедансов нагрузки и источника через формулы (1.3). Согласующие цепи П-типа и Т-типа (рисунок 7) имеют дополнительный параметр для настройки, что позволяет расширить диапазон рабочих частот.

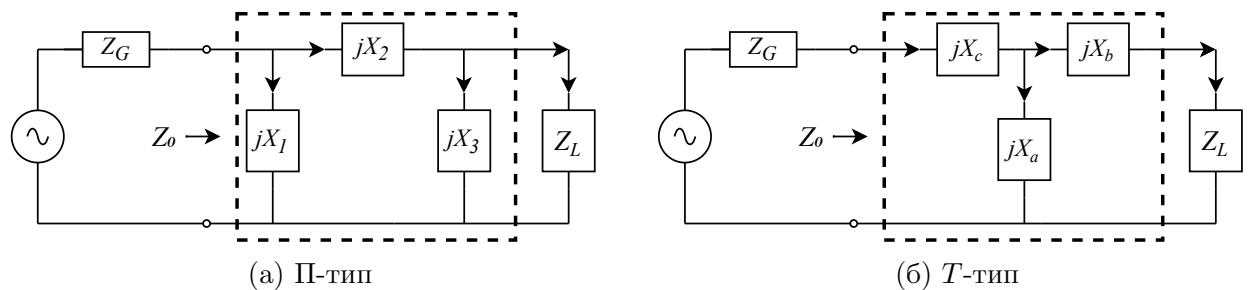
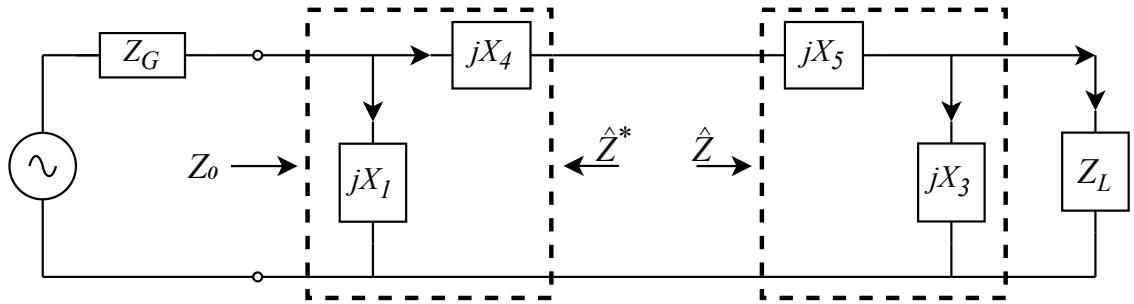


Рис. 7. Реактивные сопряжённые согласующие цепи П- и Т-типа

Эти цепи могут выражаться друг через друга с помощью стандартных преобразований:

$$\begin{aligned} Z_a &= \frac{Z_3 Z_1}{U}, & Z_b &= \frac{Z_2 Z_3}{U}, & Z_c &= \frac{Z_1 Z_2}{U}, & U &= Z_1 + Z_2 + Z_3; \\ Z_1 &= \frac{V}{Z_b}, & Z_2 &= \frac{V}{Z_a}, & Z_3 &= \frac{V}{Z_c}, & V &= Z_a Z_b + Z_a Z_c + Z_c Z_b; \end{aligned} \quad (1.5)$$

На рисунке 8 изображено, как представить согласующую цепь П-типа в виде двух последовательных цепочек L-типа:

Рис. 8. Эквивалентная схема П-типа в представлении типа L

Здесь, в сравнении со схемой на рисунке 7а, последовательный импеданс делится на два $X_2 = X_4 + X_5$, и тем самым появляется промежуточный опорный импеданс $\hat{Z} = \hat{R} + j\hat{X}$ такой, что при рассмотрении на правую L -цепь входной импеданс будет \hat{Z} , при рассмотрении на левую L -цепь — импеданс будет \hat{Z}^* . Далее, согласно формулам (1.2), мы будем иметь состояния:

$$\left. \begin{aligned} \hat{Z}^* &= Z_4 + \frac{Z_1 Z_G}{Z_1 + Z_G} \\ \hat{Z} &= Z_5 + \frac{Z_3 Z_L}{Z_3 + Z_L} \end{aligned} \right\} \Rightarrow Z_0 = \frac{Z_1 (Z_4 + \hat{Z})}{Z_1 + Z_4 + \hat{Z}} = Z_G^* \quad (1.6)$$

Для существования решения необходимо удовлетворять условиям, [25]:

$$\hat{R} < R_{\min}, \quad R_{\min} = \min(R_G, R_L) \quad (1.7)$$

Иным образом, при заданном значении добротности Q соответствующее значение \hat{R} может быть получено следующим путём:

$$\boxed{\hat{R} = \frac{R_{\max}}{Q^2 + 1}} \Leftarrow Q = \sqrt{\frac{R_{\max}}{\hat{R}} - 1}, \quad R_{\max} = \max(R_G, R_L) \quad (1.8)$$

В данном случае добротность может быть представлена как параметр, который регулирует рабочую полосу частот. Для разрешения задачи согласования П-цепочкой мы можем задавать произвольные либо \hat{Z} , либо добротность Q . Для будущих выкладок пригодятся следующие выражения для добротности «левой» и «правой» цепей:

$$\begin{aligned} Q_G &= \sqrt{\frac{R_G}{R_{\max}} (Q^2 + 1) - 1 + \frac{X_G^2}{R_G R_{\max}} (Q^2 + 1)}, \\ Q_L &= \sqrt{\frac{R_L}{R_{\max}} (Q^2 + 1) - 1 + \frac{X_L^2}{R_L R_{\max}} (Q^2 + 1)}, \end{aligned} \quad (1.9)$$

при условии, что $Z_G = R_G + jX_G$ и $Z_L = R_L + jX_L$. В случае, когда импеданс генератора сигналов не имеет реактивного выходного сопротивления $X_G = 0$, формулы примут более простой вид.

Таким образом, можем окончательно вывести решение уравнения (1.6) в аналити-

ческой форме, применив (1.3) для обоих L -цепей: для «левой» цепи (относительно рис. 8) справедливо будет согласовывать Z_G и \widehat{Z} ; соответственно, для «правой» — \widehat{Z}^* и Z_L . Получим:

$$X_1 = \varepsilon_G \frac{X_G - R_G Q_G}{\frac{R_G}{R_{\max}} (Q^2 + 1) - 1}, \quad X_2 = \frac{R_{\max} (\varepsilon_G Q_G + \varepsilon_L Q_L)}{Q^2 + 1}, \quad X_3 = \varepsilon_L \frac{X_L - R_L Q_L}{\frac{R_L}{R_{\max}} (Q^2 + 1) - 1}, \quad (1.10)$$

где $\varepsilon_G, \varepsilon_L \in \{\pm 1\}$. При $\varepsilon_G = \varepsilon_L = 1$ импедансы X_1 и X_3 будут ёмкостными, а X_2 — соответственно, индуктивным.

1.4 Временная модуляция нагрузки

Структуры с пространственно-временной модуляцией представляют собой линию передачи, где нагрузка, состоящая только из изменяемых во времени реактивных элементов, может быть преобразована в активное сопротивление R . Этого можно достичь, если к индуктивности $L(t)$ или к ёмкости $C(t)$ применить надлежащий профиль временной модуляции [26]. При наличии временной модуляции энергия накапливается в реактивной нагрузке без какого-либо отражения в сторону источника, что приводит к идеальному согласованию. Рассмотрим этот подход подробнее.

Изменяющиеся во времени напряжение на конденсаторе или индуктивности и ток, протекающий через элемент выражаются следующим образом:

$$v_L(t) = L(t) \frac{di_L(t)}{dt} + \frac{dL(t)}{dt} i_L(t), \quad i_C(t) = C(t) \frac{dv_C(t)}{dt} + \frac{dC(t)}{dt} v_C(t), \quad (1.11)$$

где $C(t)$ и $L(t)$ — зависящие от времени реактивности. Пусть напряжение падающей на нагрузку волны $v^+(t)$, отражённая волна будет, соответственно $v^-(t)$, тогда мгновенное напряжение и ток на нагрузке будут выражаться так:

$$v_L(t) = v^+(t) + v^-(t), \quad i_C(t) = \frac{v^+(t) - v^-(t)}{R_0}, \quad (1.12)$$

где R_0 — характеристическое сопротивление передающей линии. Общая формула падающей и отражённой волн на нагрузке выражается так:

$$L(t) \frac{dv^-(t)}{dt} + \left[\frac{dL(t)}{dt} + R_0 \right] v^-(t) = L(t) \frac{dv^+(t)}{dt} + \left[\frac{dL(t)}{dt} - R_0 \right] v^+(t), \quad (1.13)$$

Требуя нулевого отражения [$v^- = 0$], получаем, что:

$$L(t) = \frac{R_0}{\omega} \operatorname{tg}(\omega t)$$

(1.14)

Такая нагрузка в виде индуктивности поглощает практически всю входную энергию. Физический смысл этого результата легко понять по формуле для входного реактив-

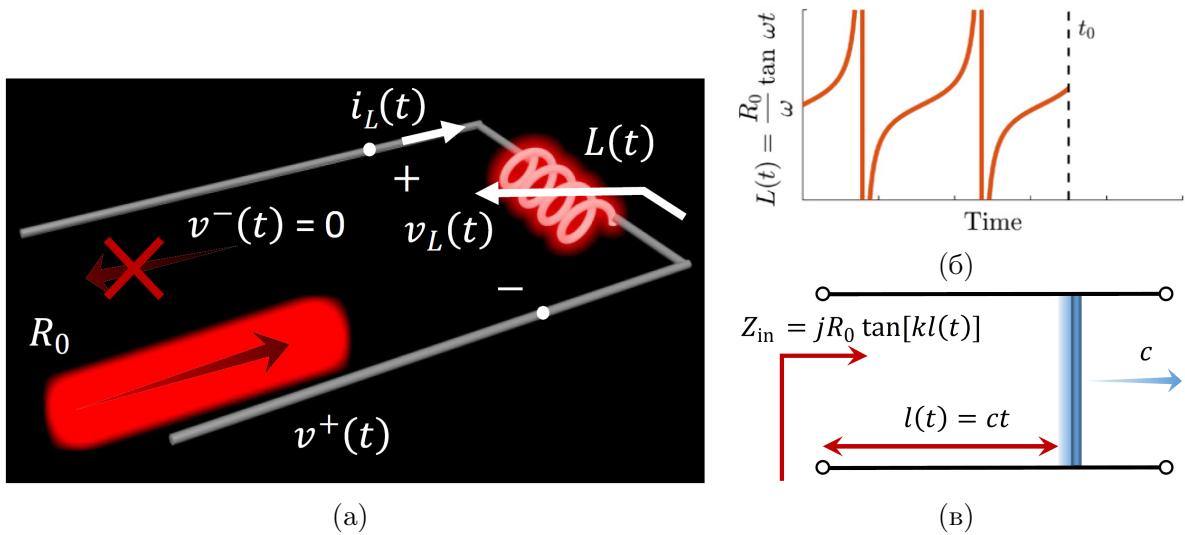


Рис. 9. Индуктивность в роли нагрузки поглощает поступающую энергию, автор: [26]

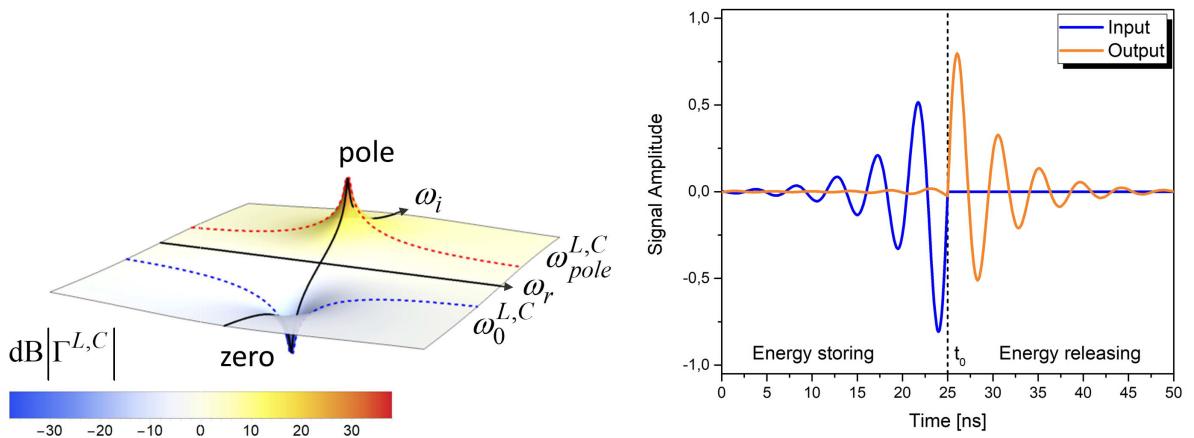
ногого сопротивления короткозамкнутой линии передачи: $Z_{in} = jR_0 \operatorname{tg}(kl)$, где l — длина линии, $k = \frac{\omega}{c}$ (c — фазовая скорость). Причина по которой отражений от нагрузки нет заключается в том, что падающая волна никогда не достигает отражающего конца, поскольку короткое замыкание удаляется от входного порта с той же скоростью $l(t) = ct$, что и фазовый фронт падающей волны. Таким образом, изменяя индуктивность нагрузки в соответствии с предписаниями уравнения (1.14) в течение достаточного времени можно накапливать теоретически неограниченную энергию поля в реактивной нагрузке. На рисунке 9б изображено, как меняется во времени индуктивность, на рисунке 9в проиллюстрирована концептуальная реализация с помощью короткозамкнутой линии.

Подытоживая, такой подход к компенсации импедансов неприменим в рамках данной работы, так как изменение электромагнитного окружения антенны сотового телефона не представляется возможным, поскольку функциональная задача мобильного устройства эффективно работать в тех условиях, в которые его поместили, а не наоборот.

1.5 Временная модуляция сигнала возбуждения

Метод согласования импедансов с помощью временного профиля распространяющегося сигнала заключается в том, чтобы возбуждать нагрузку таким сигналом, чтобы он мог преобразовывать чисто реактивную нагрузку в виртуальную резистивную нагрузку в течение времени подачи сигнала [24]. Краткие результаты этого исследования приведены на рисунке 10. Рассмотрена цепь, нагрузка в которой состоит из единственного конденсатора или индуктивности, импедансы $Z_L = j\omega L$ или $Z_L = \frac{-j}{\omega C}$, соответственно, будут иметь коэффициенты отражения:

$$\Gamma^L(\omega) = \frac{j\omega\tau - 1}{j\omega\tau + 1}, \quad \Gamma^C(\omega) = -\Gamma^L(\omega), \quad (1.15)$$



(а) Амплитуда коэффициента отражения в комплексной плоскости частот для одной реактивной нагрузки

(б) Отклик нагрузки после воздействия сигнала с заданным экспоненциальным коэффициентом $\exp(-\omega_0^{L,C})$

Рис. 10.

где $\tau = \frac{L}{R_0} = \tau^L$ или $\tau = R_0C = \tau^C$, а $\omega = \omega_r + j\omega_i$ — комплексная частота возбуждающего сигнала, благодаря которой мнимая часть импеданса нагрузки $jX_L(\omega)$ может быть преобразована в действительную R_0 . Возбуждающий сигнал с такой сложной частотой представляет собой гармонические волны с частотой ω_r , амплитуда которых изменяется во времени в соответствии с экспоненциально растущим (или затухающим) профилем, пропорциональным $e^{\omega_i t}$. Таким образом, чтобы коэффициент отражения стал равен нулю (100% энергии поглощается нагрузкой), необходимо воздействовать на нагрузку с частотой:

$$\omega_0^{L,C} = \omega_r + j\omega_i = 0 - j\tau^{-1} \quad (1.16)$$

Коэффициент отражения обращается в ноль на мнимых частотах $\omega_0^{L,C}$, как показано на рис. 10a. Сигнал возбуждения с мнимой частотой не осциллирует, но растет со временем с заданным экспоненциальным коэффициентом $\exp(-\omega_0^{L,C})$. Это согласуется с теорией цепей, где поведение RC-/RL-цепи при зарядке и разрядке описывается одной и той же экспоненциальной кривой с коэффициентом $e^{-\frac{t}{\tau}}$ для напряжения (или тока). В системе с обратными потерями нули и полюса всегда комплексно сопряжены; увеличивая постоянную времени τ , ноль и полюс перемещаются внутри комплексного частотного спектра, уменьшая требуемую крутизну возрастающего во времени сигнала для возбуждения (рисунок 10b), всегда сохраняя комплексное сопряжение.

Хотя требуемая увеличивающаяся огибающая временного профиля (которую можно заметить на рисунке 10b) все еще является пределом для использования этой концепции в практических сценариях, экспериментальная проверка, представленная в статье [24], не позволяет утверждать, что данный метод изучен в полной мере.

Поэтому в данной работе согласование импедансов обеспечивается при помощи АСУ.

1.6 Выводы

В данной главе было рассмотрено влияние различных тел вблизи излучающей антенны. Согласно численному моделированию, построенная диаграмма направленности на рис.4 показывает, что излучение антенны мобильного телефона во время пользование человеком уменьшает амплитуду излучения электрического поля в некоторых направлениях на 10...20 дБ. Вблизи проводящей поверхности на частоте излучения 2.4 ГГц, как было показано в результатах [22], потери на отражение могут составлять от 0.6 дБ, что эквивалентно 87% отражения всей энергии, до 7.2 дБ — 19% отражения на расстоянии 2.54 мм между поверхностями антенны и металлической пластины.

Известные в настоящее время методы согласования импеданса проиллюстрированы на рис. 5:

- с помощью согласующей цепи
- временная модуляция нагрузки
- временная модуляция сигнала возбуждения

Каждый был рассмотрен с теоретической точки зрения. Если первый метод относительно традиционный, то остальные два появились в недавних исследованиях [24, 26].

Модуляция нагрузки неприменима в рамках данной работы, так как нагрузкой является антenna, и изменение электромагнитного окружения вокруг неё не представляется возможным, поскольку функциональная задача мобильного устройства эффективно работать в тех условиях, в которые его поместили, а не наоборот.

Концепция модуляции сигнала возбуждения имеет свои ограничения в применении к реальным устройствам, например, увеличивающаяся огибающая временного профиля сигнала. Так или иначе, экспериментальные проверки, представленный в статьях, не позволяют утверждать, что данные методы изучены в полной мере.

Глава 2

Влияние режима линии передачи на КПД

Управление реактивными нагрузками сопряжено с большими трудностями для электроники. Это происходит из-за чрезмерного реактивного сопротивления в несогласованной антенной системе, что приводит к перестройке выходного каскада и вызывает чрезмерный ток, или колебания, или появление высоких напряжений на выходном каскаде, что выводит устройства за пределы их безопасной рабочей зоны.

Большинство современных приемопередатчиков автоматически снижают свою выходную мощность, когда КСВ превышает 2, для их собственной защиты, но не из-за отраженной мощности, а из-за чрезмерного реактивного сопротивления, выводящего конечные устройства за пределы их рабочей зоны.

2.1 Эффективность передачи мощности в antennу

Рассогласование двух импедансов – выходного для передающего устройства и входного для антенны – порождает в линии передачи отражённую волну, что приводит к падению КПД всей передающей системы. Дело в том, что при нагрузке, отличной от стандартной активной нагрузки в 50 Ом, неизбежно возникнут отражения, которые отразятся в обратную сторону передатчика, как изображено на рисунке 11.

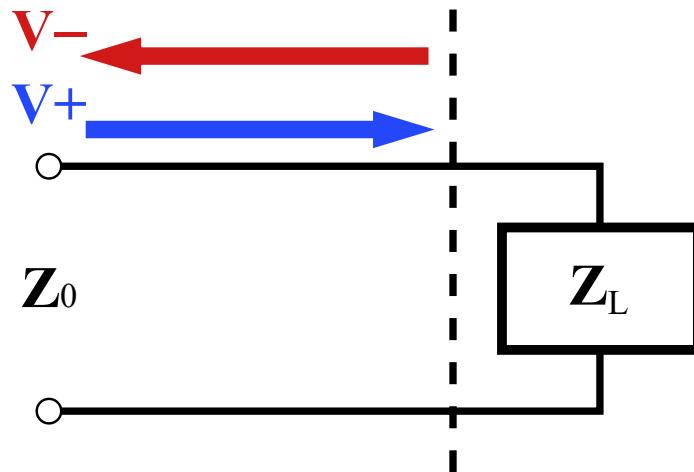


Рис. 11. Отражение от несогласованной нагрузки

Часть сигнала отражается от нагрузки, обозначенной Z_L . Накладываясь на падающую, отражённая волна приводит к образованию повторяющихся максимумов и минимумов в продольных распределениях напряжений и токов. Величина этого отражения по напряжению представлена соответствующим коэффициентом:

$$\Gamma = \frac{V-}{V+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.1)$$

Или же коэффициентом стоячей волны по напряжению (КСВН):

$$\text{VSWR} = \frac{Z_L}{Z_0} \quad \text{ИЛИ} \quad \frac{Z_0}{Z_L} \quad (2.2)$$

Стоит отметить, что в общем случае, коэффициент отражения, как и импеданс, является величиной комплексной, поэтому полное определение коэффициента стоячей волны по напряжению (Voltage Standing Wave Ratio) будет представляться выражением (2.3):

$$\text{VSWR} = \frac{|V_{\max}|}{|V_{\min}|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.3)$$

Эффективность передачи мощности в антенну (нагрузку) принято характеризовать коэффициентом полезного действия (КПД), равным отношению мощности, выделяемой в антенне P_L , к мощности падающей волны P_f :

$$\eta = \frac{P_L}{P_f} = e^{-2\alpha L} (1 - |\Gamma|^2) = \frac{4 \cdot \text{SWR} e^{-2\alpha L}}{(1 + \text{SWR})^2} \quad (2.4)$$

При выводе этой формулы [27] коэффициент отражения брался из выражения (2.1), а $\alpha \cdot L$ [дБ] есть длина линии передачи, умноженная на коэффициент затухания линии. Наглядно эту зависимость изображают графики зависимости КПД линии от КСВ при различных αL на Рис. 12.

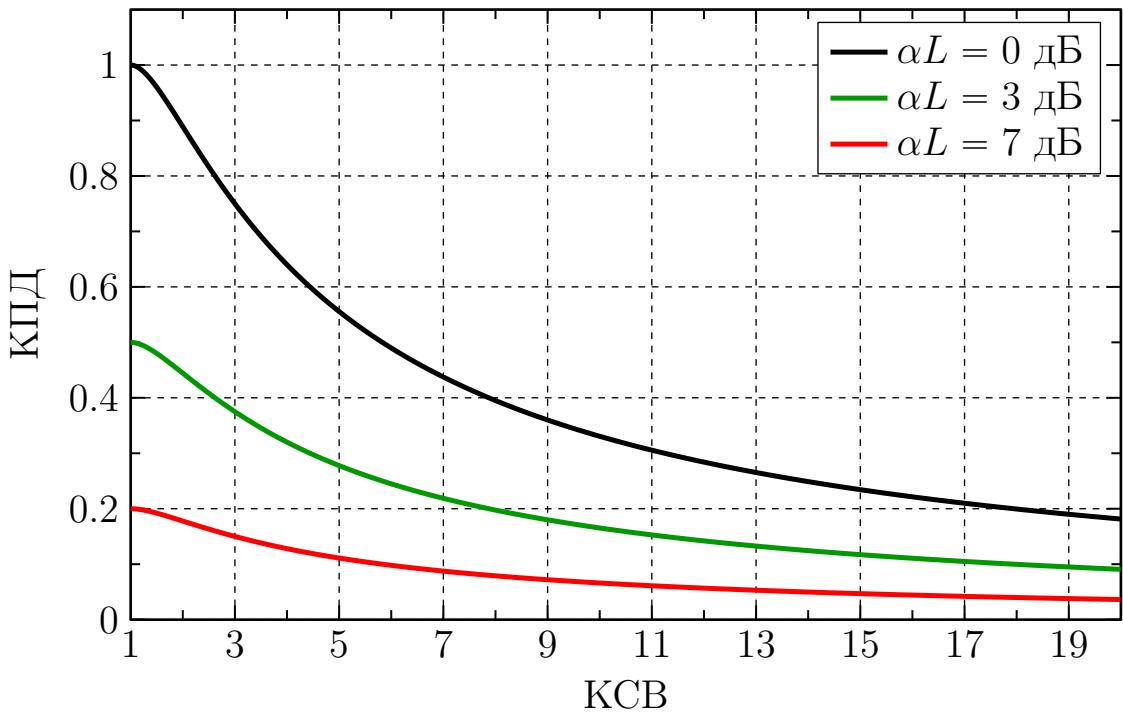


Рис. 12. КПД передающей системы в зависимости от SWR

Поскольку КСВ не может быть меньше единицы по определению, часть графика от 0 до 1 по оси абсцисс показывает зависимость КПД от коэффициента бегущей волны (КБВ), обратного к КСВ значению, которое по определению принимает значения от 0 до 1.

Из Рис.12 можно сделать вывод, что максимальный КПД можно достичь только при SWR, близком к единице. Это значение ($SWR = 1$) эквивалентно 100% КПД для механических машин, что физически нереализуемо, поэтому цель в данной работе именно согласовать - с помощью адаптивного согласующего устройства (АСУ) - выходные и входные импедансы так, чтобы передатчик "видел" систему АСУ-антенна со значением SWR, максимально близким к единице.

2.2 Диаграмма Смита как инструмент настройки импедансов

В данном разделе иллюстративно показано, как решается задача компенсации рас согласования импедансов антенны и генератора сигналов, возникающих в общем случае при произвольной нагрузке, отличной от $50+j0$ Ом. Приводится схема адаптивной компенсации данного рода помех. А также описывается модель формирования паразитных помех на основе качественного представления физических процессов. Такой иллюстративный подход позволяет опробовать различные конфигурации согласующих схем, прежде чем переходить к более надежным моделям.

Диаграмма Смита построена таким образом, чтобы отображать нормированное со противление нагрузки (видимое источником сигнала), где горизонтальная ось пред ставляет активное сопротивление, а остальные кривые являются частями окружностей,

представляющих реактивное сопротивление. Кривые над горизонтальной линией представляют значения индуктивного сопротивления, а кривые под линией представляют ёмкостное сопротивление. В рамках данной работы наибольший интерес представляет то, как с этой диаграммой работать. Например, нагрузка $75+j0$ Ом, подключенная к линии $50+j0$ Ом, показана на рис.13

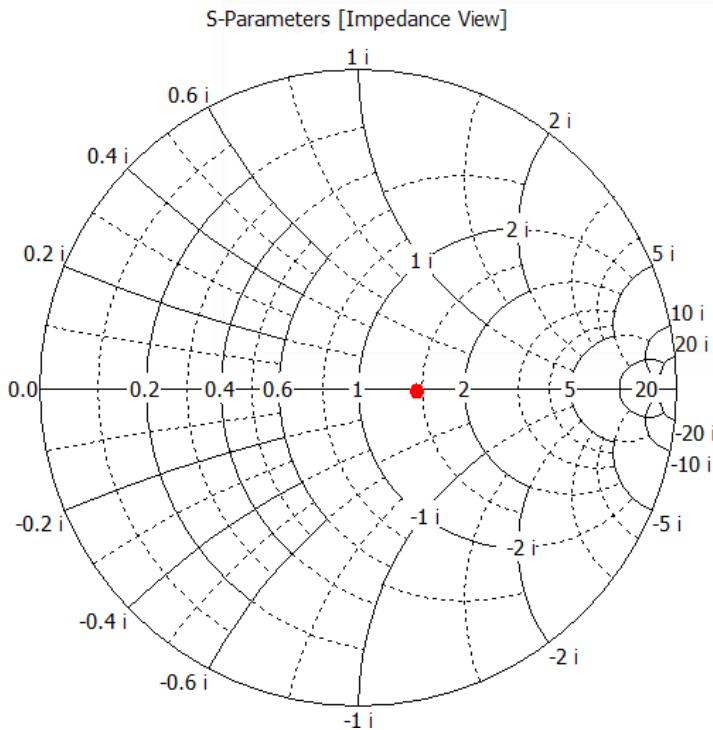


Рис. 13. Фазовый сдвиг на диаграмме Смита

При проектировании согласующей схемы для антенн можно использовать только компоненты реактивного сопротивления[28]. При согласовании только с сосредоточенными элементами это означает, что могут использоваться только катушки индуктивности и конденсаторы. Таким образом, согласующий компонент может перемещать импеданс или проводимость антенны вдоль кривых постоянных активного сопротивления или действительной части проводимости на диаграмме Смита. Нормированные импеданс и проводимость нагрузки принято выражать так:

$$\begin{aligned} z_L &= r_L + jx_L, \\ y_L &= \frac{1}{z_L} = g_L + jb_L, \end{aligned} \tag{2.5}$$

Иллюстрация, приведённая на рис. 14 говорит о том, что для любого импеданса антенны, на диаграмме Смита через нее всегда проходят две окружности. Окружность, пересекающая крайнюю правую точку - это окружность постоянного активного сопротивления r_L , а левая окружность – постоянный g_L . Начиная с импеданса антенны, который отмечен крестиком на рисунке 14, существует четыре направления: а, б, с и д.

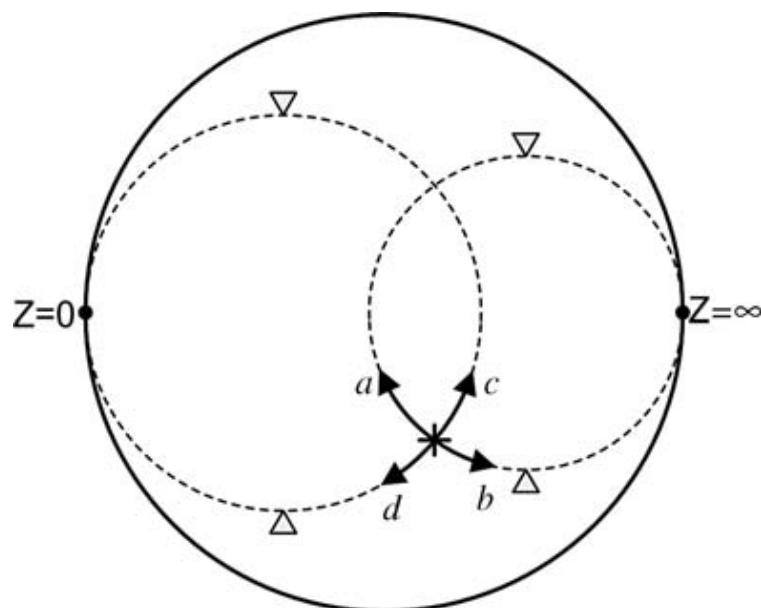
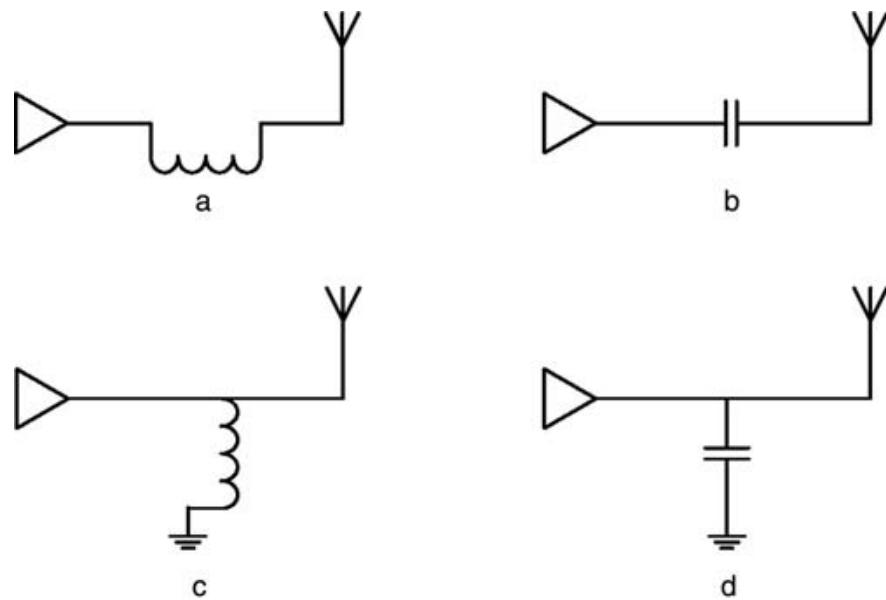


Рис. 14. Варианты перемещать импеданс нагрузки по диаграмме Смита, используя только компоненты реактивного сопротивления

Каждое из направлений представляет один тип топологической схемы 15:



a: Series inductor; b: Series capacitor; c: Shunt inductor; d: Shunt capacitor

Рис. 15. Возможные способы соединения компонентов согласования

Суть согласования по диаграмме Смита заключается в использовании этих четырёх вариантах присоединения компонентов для перемещения импедансов к антенне.

- Последовательно подключённая к антенне индуктивность изменяет импеданс в направлении **a**
- Последовательно подключённый к антенне конденсатор изменяет импеданс в направлении **b**

- Шунтирующая индуктивность изменяет импеданс в направлении **c**
- Шунтирующий конденсатор изменяет импеданс в направлении **d**

Таким образом, комбинируя присоединяемые к нагрузке компоненты, появляется возможность двигать Z_L по диаграмме Смита и приближаться к точке КСВ = 1, как это показано на рисунке 16. Заметим, что рассматривая систему "антенна+компонент" является собой новую нагрузку, к которой применяются все те же самые правила, описанные и проиллюстрированные на рисунках 14 и 15.

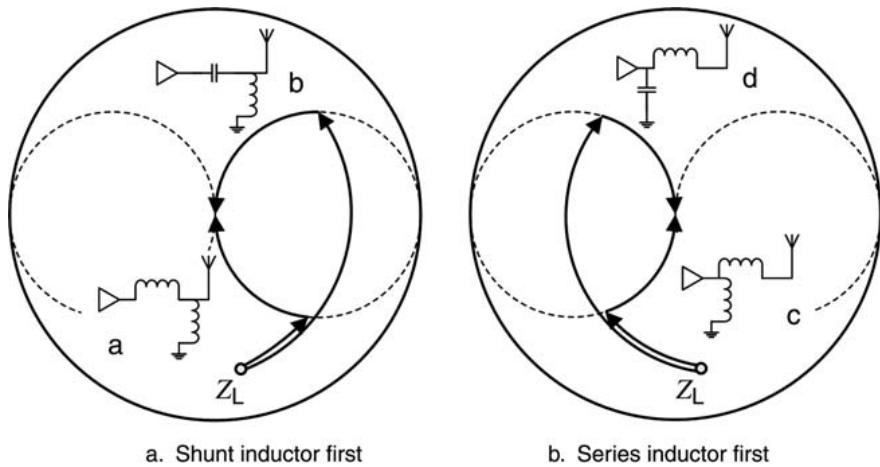


Рис. 16. Четыре возможных варианта согласовать нагрузку 2-мя компонентами

Это упрощенный подход к составлению согласующих цепей с сосредоточенными элементами, который позволяет согласовать нагрузку в очень узкой полосе частот. Для того, чтобы и уменьшить КСВ, и увеличить полосу частот применяют П- или Т-цепи — добавление дополнительного реактивного элемента вносит дополнительный вклад в согласование, но также и влечёт за собой проблему. Теоретическое обоснование работы П-цепи приведено в параграфе 1.3.

Сравним в качестве примера согласование одной и той же несогласованной нагрузки двумя элементами и П-цепью (рисунок 17):

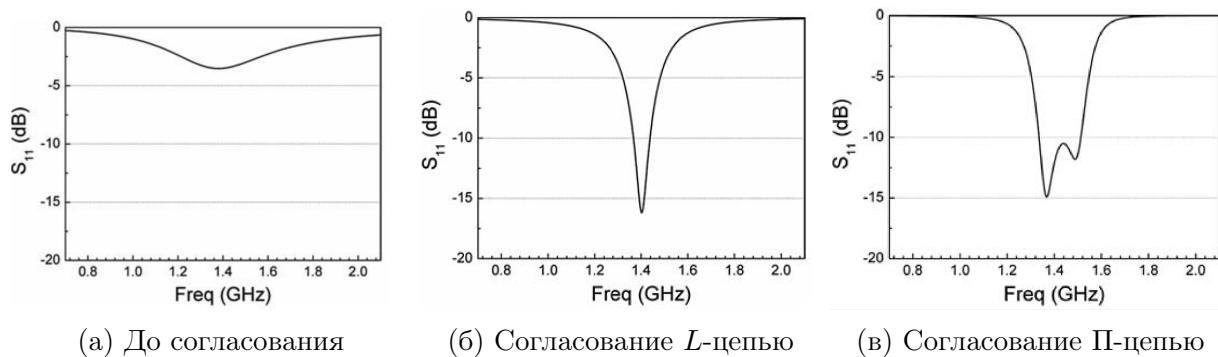


Рис. 17. Сравнение между согласованием 2-х элементной цепью и 3-х элементной

Можно увидеть, что полоса согласования ($S_{11} \leq -10$ дБ) увеличилась с 50 МГц до 180 МГц в данном примере, однако поскольку компоненты, используемые при П-

согласовании или T -согласовании, должны еще больше увеличивать импеданс, они более чувствительны к производственным допускам. На рисунке 18 изображено, как меняется согласование L - и Π -цепью при допуске реактивных элементов 5%.

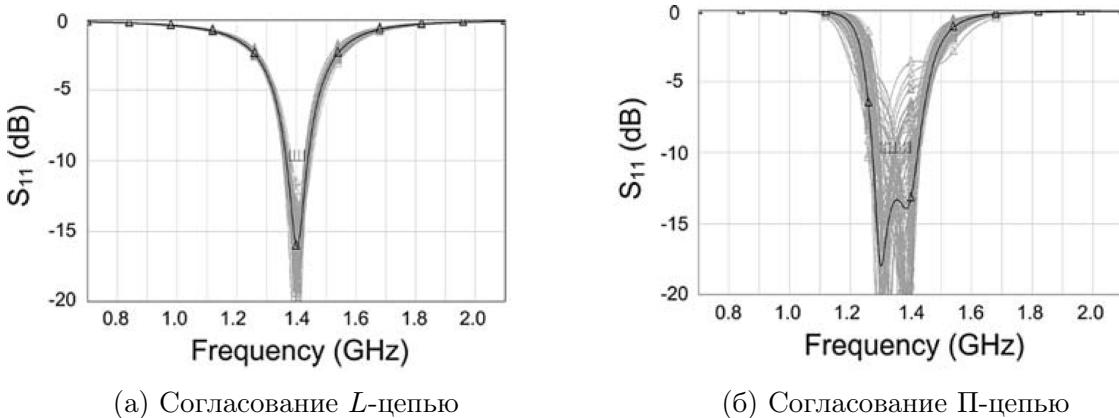


Рис. 18. Анализ допусков (5% от значения компонента)

Результаты 200 симуляций наложены на рисунок светло-серыми линиями. Черная линия — при отсутствии допуска. Для двухэлементного согласования полоса пропускания ($S_{1,1} \leq -10$ дБ) составляет 70 МГц. При выборе полосы пропускания 50 МГц в качестве спецификации коэффициент полезного действия составляет 96%. С другой стороны, расчетная полоса пропускания Π -цепи согласования составляет 180 МГц, но КПД всего 81%, даже при использовании той же полосы пропускания 50 МГц, что и в спецификации. Если в качестве спецификации полоса пропускания 100 МГц, то для Π -цепи КПД падает уже до 74%. [28]

Были рассмотрены однодиапазонные согласующие цепи на идеальных сосредоточенных элементах. Этот подход не учитывает размер, размещение и физическое поведение сосредоточенных элементов на заданных частотах. Кроме того, полоса пропускания согласующей схемы зависит от начального значения КСВ. Чем выше КСВ, тем более узкой может быть достигнута полоса пропускания согласующей схемы. Чтобы преодолеть это и удовлетворить первоначальные требования, можно использовать многоступенчатые согласующие цепи.

Собственно, задача разработки адаптивного согласующего устройства состоит в том, чтобы была возможность согласовывать этим устройством меняющийся импеданс антенны с постоянным выходным сопротивлением передатчика на широком диапазоне частот (до 2.6 ГГц) с начальным КСВ, близким к 1.

2.3 Ограничение полосы пропускания по критерию Боде-Фано

При использовании схем без потерь на согласование на пассивных элементах, где импеданс генератора сигналов $Z_G = R_G$ представляет собой только действительную

часть, а нагрузка $Z_L = R_L + jX_L$ — и действительное, и комплексное, существует фундаментальное ограничение полосы пропускания, полученное в виде критерия Боде и Фано [29]. Согласно критерию Боде–Фано, согласование сложной пассивной нагрузки с генератором может быть выражено как ограничение полосы пропускания с постоянным (плоским) минимальным коэффициентом отражения в пределах полосы пропускания. Для определенных канонических типов сопротивлений нагрузки теоретический предел минимальной величины коэффициента отражения Γ , который может быть получен с помощью произвольной согласующей цепи. Таким образом, критерий Боде–Фано представляет собой теоретический предел согласования, к которому на в практической реализации можно стремиться и сравнивать с ним готовое решение по согласованию. На рисунке 19 показаны различные пределы Боде–Фано для нагрузок RC и RL в параллельном и последовательном соединении.

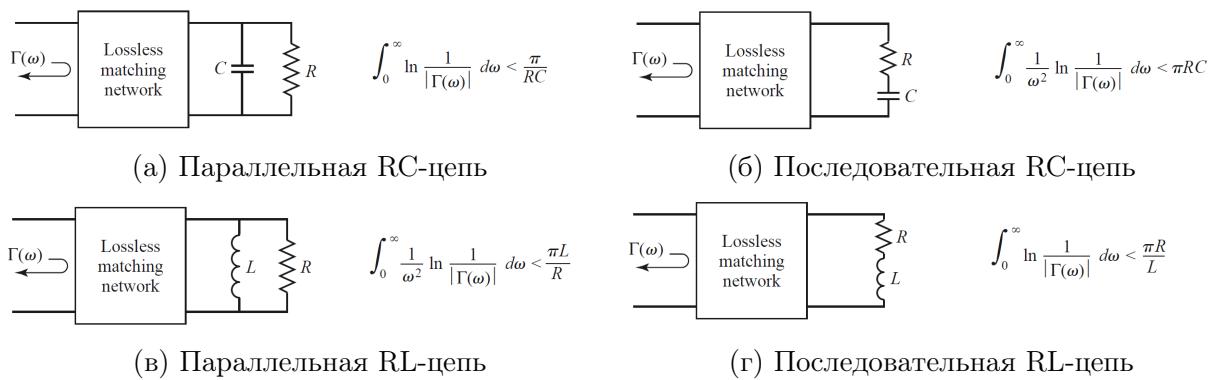


Рис. 19. Пределы Боде–Фано для нагрузок RC и RL, согласованных с пассивными цепями без потерь

Предположим, что мы хотим синтезировать соответствующую сеть с коэффициентом отражения Γ_{\min} на полосе $\Delta\omega$, подобным показанному на рис. 19a. Применение критерия Боде–Фано даст:

$$\int_0^{\infty} \ln \frac{1}{|\Gamma|} d\omega = \int_{\Delta\omega} \ln \frac{1}{\Gamma_{\min}} d\omega = \Delta\omega \ln \frac{1}{\Gamma_{\min}} \leq \frac{\pi}{RC} \quad (2.6)$$

Таким образом, можно сделать выводы:

- Для данной фиксированной нагрузке, более широкая полоса пропускания $\Delta\omega$ может быть достигнута только за счет более высокого коэффициента отражения в полосе пропускания Γ_{\min}
- Коэффициент отражения Γ_{\min} в полосе пропускания $\Delta\omega$ не может быть равен нулю. В ноль коэффициент может обращаться только на конечном числе дискретных частот
- По мере увеличения R и/или C, L параметры согласования (коэффициент Γ_{\min}

и/или полоса $\Delta\omega$) должно ухудшаться. Следовательно, цепи с более высокой добротностью Q сложнее согласовать, чем схемы с более низкой добротностью

Чем выше изначальный КСВ, тем более узкой должна быть полоса пропускания согласующей схемы. Но чтобы преодолеть эту проблему и удовлетворить первоначальные требования, можно использовать многоступенчатые согласующие цепи. С другой стороны, снова возрастают требования к допускам элементов согласующей цепи.

2.4 Выводы

В данном разделе было рассмотрена зависимость КПД передающего тракта от коэффициента стоячей волны, графическое представление приведено на рисунке 12. Видно, когда $KCB \leq 2$, КПД системы достаточно близок к максимальному значению при данных значениях потерь на линии передачи. Это значение $KCB \leq 2$, или ≈ 10 дБ на потерю на отражение, $|S_{1,1}| \geq 10$ дБ — было взято как целевое значение для моделирования при дальнейшей разработке.

Также было иллюстративно показано, какие шаги необходимо предпринять в качестве первого этапа к разработке. В частности, было показано, как изменяется КСВ при выборе реактивных компонентов и их расположения в согласующей цепи. Также был приведён анализ эффективности АСУ при допуске реактивных элементов в 5%. Взяв значение $S_{1,1} \leq -10$ дБ как границу для полосы пропускания, было получено: если для L -согласования полоса пропускания составляет 70 МГц, то при выборе полосы пропускания 50 МГц в качестве спецификации коэффициент полезного действия составляет 96%. С другой стороны, для П-цепи расчетная полоса пропускания составляет 180 МГц, но КПД всего 81%, даже при использовании той же полосы пропускания 50 МГц, что и в спецификации. Если в качестве спецификации полоса пропускания 100 МГц, то для П-цепи КПД падает уже до 74%.

Также было рассмотрено фундаментальное ограничение критерием Боде-Фано. Было показано, что чем выше изначальный КСВ, тем более узкой должна быть полоса пропускания согласующей схемы. Но чтобы преодолеть это ограничение и удовлетворить первоначальные требования, можно использовать многоступенчатые согласующие цепи. С другой стороны, снова возрастают требования к допускам элементов согласующей цепи.

Глава 3

Разработка адаптивного согласующего устройства

3.1 Первичная модель

Для разработки АСУ важно отметить, что сосредоточенные элементы на печатной плате соединяются с помощью линии передачи (микрополосковых или копланарных волноводов) с характеристическим импедансом Z_0 и длиной l . Эти линии могут быть рассмотрены как четвертьволловые линии при частоте f . Частота f может быть представлена следующим образом (3.1):

$$f = \frac{c}{4 \cdot l \cdot \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}}, \quad \omega = 2\pi \cdot f, \quad (3.1)$$

где c – скорость света, ε_{eff} – эффективная диэлектрическая проницаемость линии передачи. Эта четвертьволловая линия может быть представлена эквивалентной π -цепью из сосредоточенных элементов, как показано на рисунке 20.

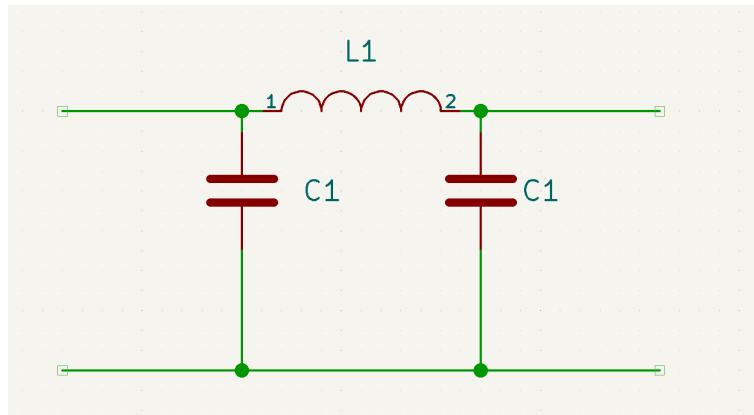


Рис. 20. Эквивалентная π -цепь из сосредоточенных элементов

Эквивалентная индуктивность и конденсаторы могут быть выражены через следу-

ющие выражения:

$$L1 = \frac{Z_0}{\omega} = \frac{2 \cdot l \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}} \cdot Z_0}{\pi \cdot c}, \quad (3.2)$$

$$C1 = \frac{1}{\omega \cdot Z_0} = \frac{2 \cdot l \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}}{\pi \cdot c \cdot Z_0}, \quad (3.3)$$

За счёт использования многоступенчатой цепи, состоящей из линий передачи и настраиваемых сосредоточенных элементов, мы можем получить гибкую и широкополосную согласующую цепь. Пример такой цепи представлен на рисунке 21.

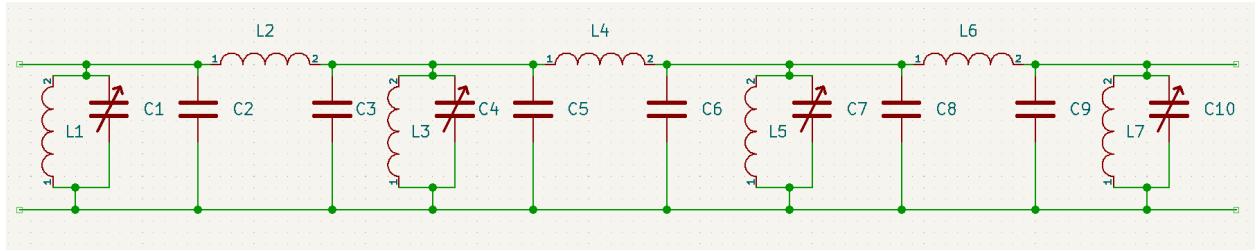


Рис. 21. Эквивалентная схема многоступенчатой цепи настройки

Эта эквивалентная схема представляет собой четырехступенную перестраиваемую согласующую цепь с тремя участками линии передачи между каскадами. Параллельные части LC могут обеспечивать как положительную, так и отрицательную проводимость в зависимости от выбранной емкости. Эта схема имеет перестраиваемые конденсаторы и фиксированные катушки индуктивности, поскольку перестраиваемые катушки индуктивности не получили широкого распространения на рынке. В качестве примера перестраиваемых конденсаторов можно рассмотреть модель DTC (digitally tunable capacitor) PE64102 компании Peregrine Semiconductor. Это 5-разрядный конденсатор с цифровой настройкой от 1,88 до 14 пФ [30].

Перестраиваемость ёмкостей может быть реализована также с помощью других компонентов, например, на RF PIN-диодах. Выбор в их пользу был сделан в том числе потому, что эти элементы способны пропускать через себя высокие частоты (его вольт-амперная характеристика линейна даже для очень большого значения напряжения). В итоге, прототип платы АСУ был реализован с использованием шунтирующей цепи для настройки импеданса на PIN-диодах, разрядностью 5 бит, рисунок 22.

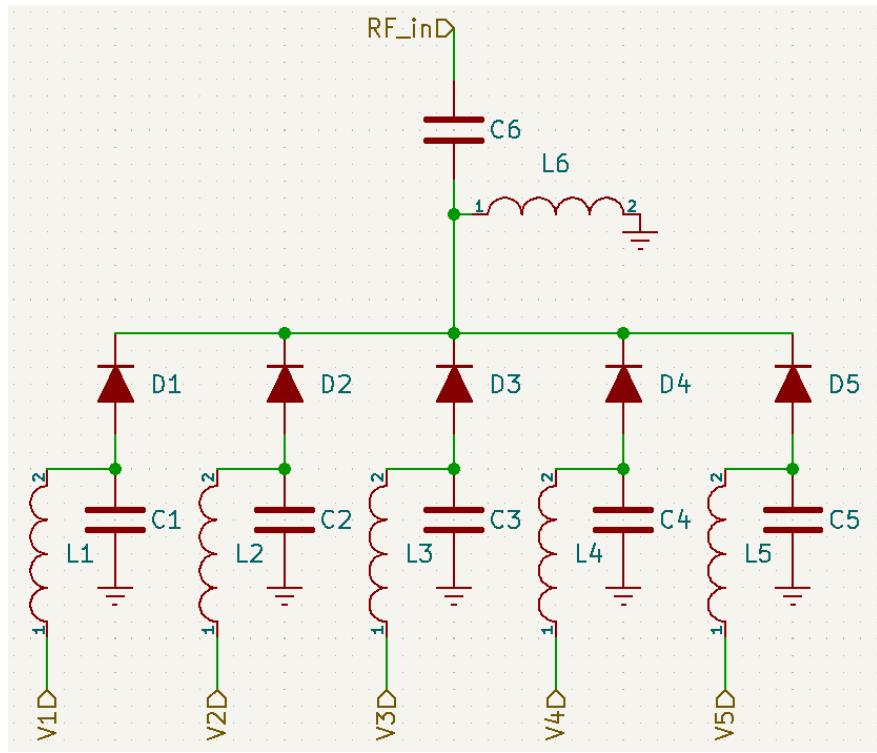


Рис. 22. Шунтирующая цепь для настройки импеданса на PIN-диодах

Для компьютерной симуляции PIN-диодов использовались Touchstone-файлы (формата *.s1p или *.s2p). Этот формат представляет собой текстовый файл в формате ASCII, где для каждой зондируемой частоты в рабочей полосе соответствуют свои S-параметры, количество которых зависит от числа элементов матрицы рассеяния многополюсника. Так как у диода имеется вход и выход, следовательно, два порта дают 4 S-параметра – Touchstone-файл имеет расширение *.s2p. Для каждого состояния многополюсника (например, того же самого PIN-диода) – свой Touchstone-файл, следовательно, для моделирования открытого и закрытого состояния, необходимо как-то переключаться между ними.

3.2 Схематическое моделирование

Всё электромагнитное моделирование проводилось в программе CST Studio. PIN-диод, управляемый напряжением, в открытом и закрытом состоянии выглядит как пара таких диодов, моделируемые Touchstone-файлами в соответствующих состояниях, запитанных от параметрически задаваемого источника напряжения. Иллюстрация приведена на рисунке 23.

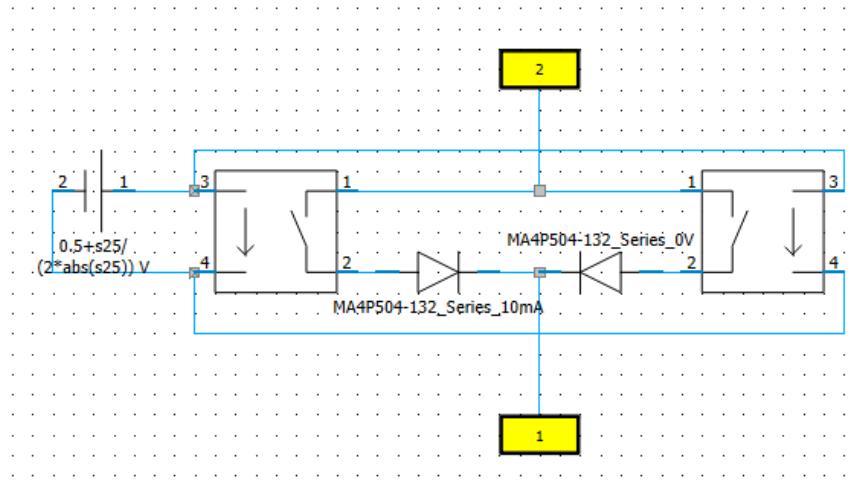
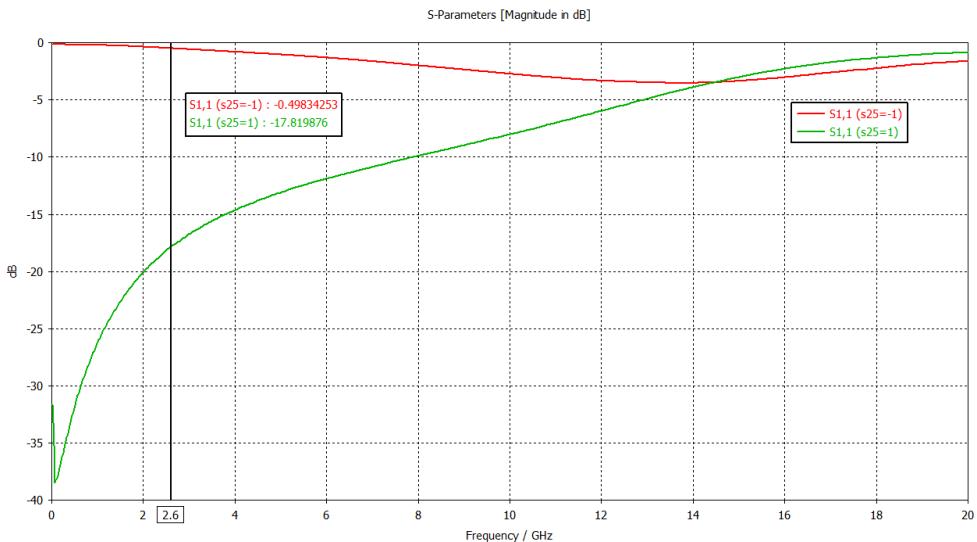


Рис. 23. Параметрически задаваемая модель PIN-диода

Источник напряжения выдаёт от 0 до 1В в зависимости от параметра $s25 \in [-1, 1]$, которое поступает на два разных переключателя: один замыкается при напряжении $\leq 0.1\text{V}$, другой – при $\geq 0.9\text{V}$. Соответственно, в цепь подключается либо PIN-диод в закрытом состоянии (0V), либо в открытом (протекает постоянный ток 10mA). Целевой функцией любого моделирования является коэффициент отражения $S_{1,1}$, либо коэффициент пропускания $S_{2,1}$. На рисунке 24 показан коэффициент отражения $S_{1,1}$ PIN-диода при различных значениях параметра $s25$.

Рис. 24. $S_{1,1}$ в открытом и закрытом состоянии PIN-диода

С использованием этого моделирующего блока было разработано адаптивное согласующее устройство (АСУ), его схема приведена на рисунке 25. Здесь добавлена обходная ветвь (*bypass*), чтобы не влиять на входную и выходную нагрузки при уже достаточно хорошем ($\text{KCB} \leq 2$) согласовании импедансов. Также это позволяет валидировать работу согласующей линии, просто сравнивая результаты согласования в разных режимах работы.

Данная схема включает в себя 14 PIN-диодов: 2 из них открываются для работы в режиме *bypass* – все остальные в закрытом состоянии; 2 – в режиме работы согласования – тогда PIN-диоды на *bypass* закрыты, и происходит настройка (включение или выключение в цепь) ёмкостей с помощью тех же самых PIN-диодов. Важно отметить, что каскадов настройки в схеме два по 5 конденсаторов, где каждый последующий реактивный элемент имеет ёмкость в 2 раза превышающую ёмкость предыдущего. То есть конкретно: 0.5пФ , 1пФ , 2пФ , 4пФ , 8пФ – что даёт 32 состояния $P \in [0, 15.5]$ с шагом 0.5пФ .

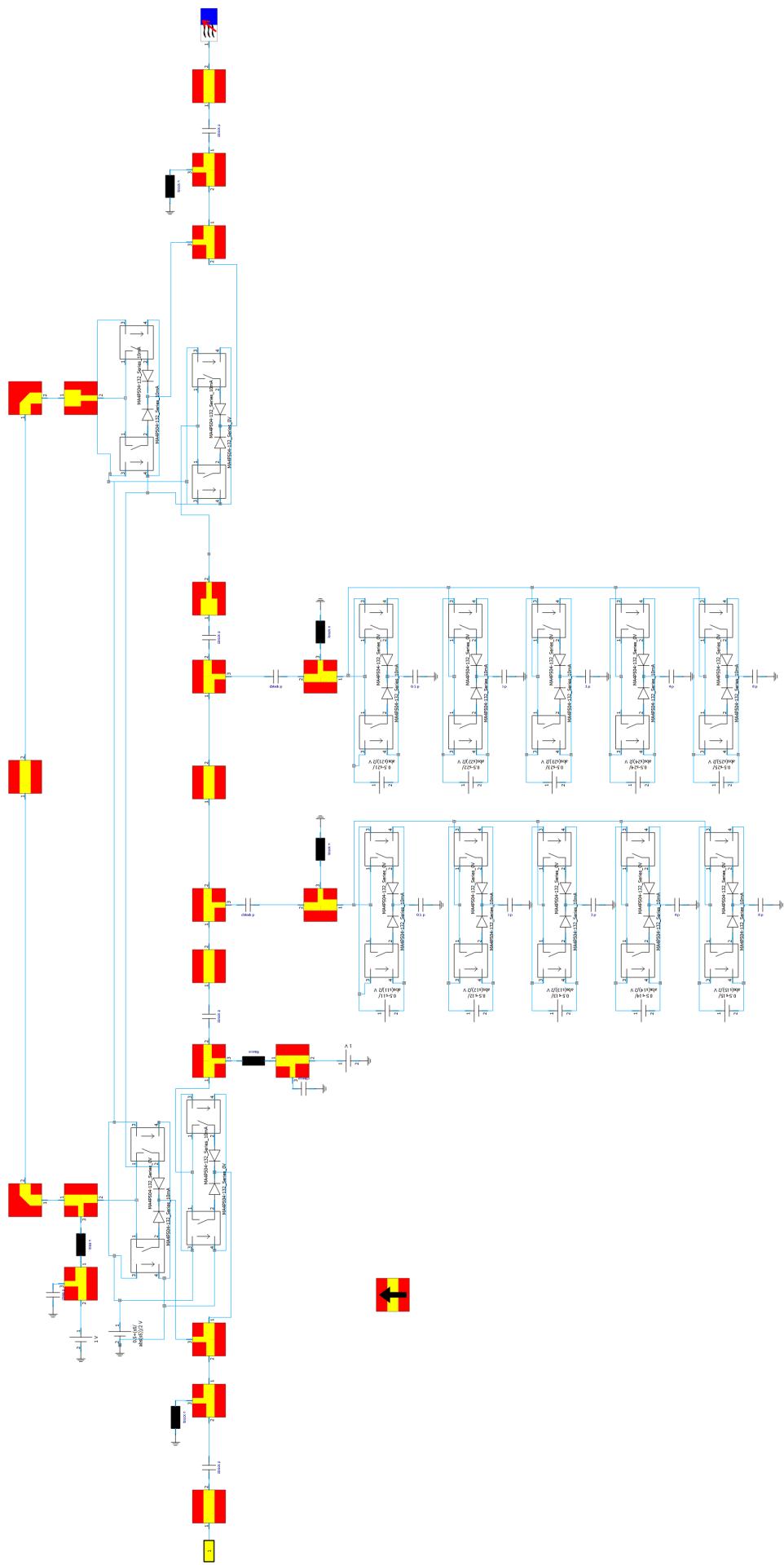


Рис. 25. Схема АСУ в программе CST Studio

3.3 Электромагнитное моделирование 3D-модели

После моделирования в схематике следующий этап – электромагнитное моделирование трёхмерной модели. Программа CST Studio позволяет быстро и точно численно моделировать электромагнитные устройства, причём различными методами расчёта. Программа также содержит несколько алгоритмов автоматической оптимизации параметров модели, которые позволяют либо изучать поведение устройства по мере изменения его свойств, либо подгонять дизайн устройства наиболее близко к поставленной цели. Предполагается, что вся модель параметризована.

Для класса задач, решаемых в данной работе по разработке печатной платы АСУ, в качестве метода расчёта был выбран вычислитель в частотной области (Frequency Domain solver), основанный на методе конечных элементов (МКЭ). Этот вычислитель был выбран ввиду нескольких причин:

- рабочий диапазон находится на высоких частотах 2.5 - 2.7 ГГц
- размеры печатной платы АСУ малы
- плата двухпортовая (вход и выход)

На рисунке 26 показан трехмерный вид печатной платы АСУ на сосредоточенных элементах.

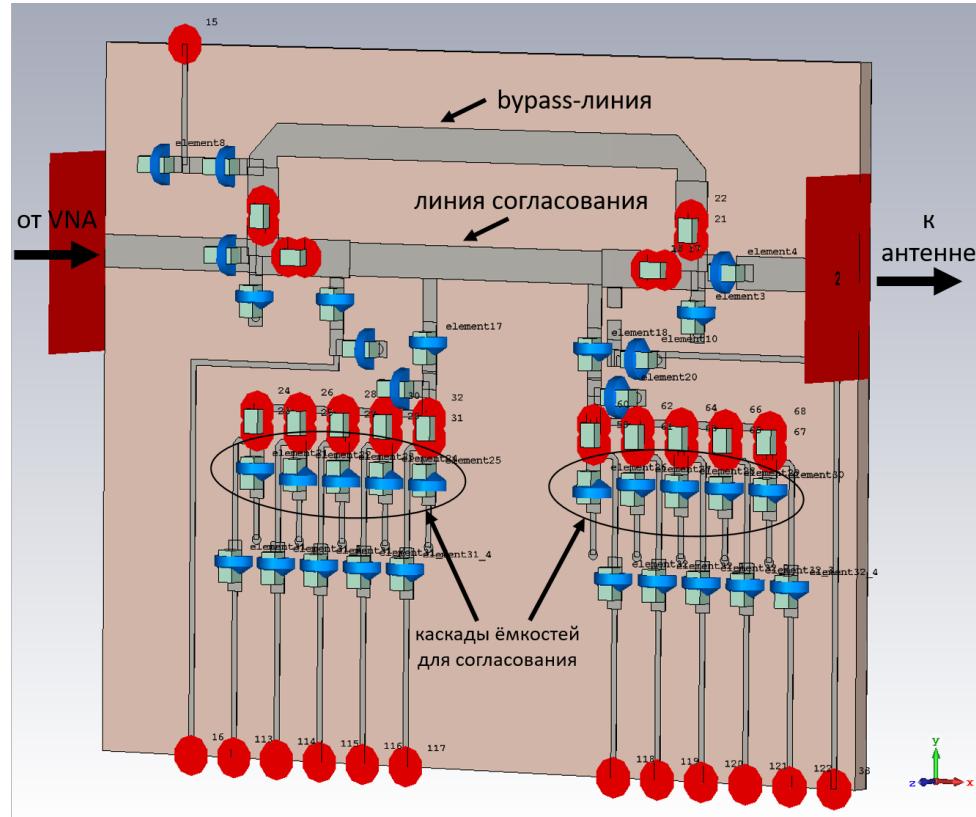


Рис. 26. 3D-модель АСУ в программе CST

В CST Studio есть способ объединить два подхода: схематическое моделирование и полноволновое 3D-электромагнитное моделирование. Например, геометрия и параметры каждого элемента печатной платы могут быть смоделированы в режиме 3D моделирования, а отдельные компоненты (например, PIN-диоды) могут быть представлены в схематике. На рисунке 27 показана гибридная модель адаптивного согласующего устройства: трехмерный вид печатной платы со всеми моделями микрополосковых линий, сосредоточенных элементов и топологии, и моделирование работы PIN-диодов с помощью параметрического подключения Touchstone-файлов в схематике.

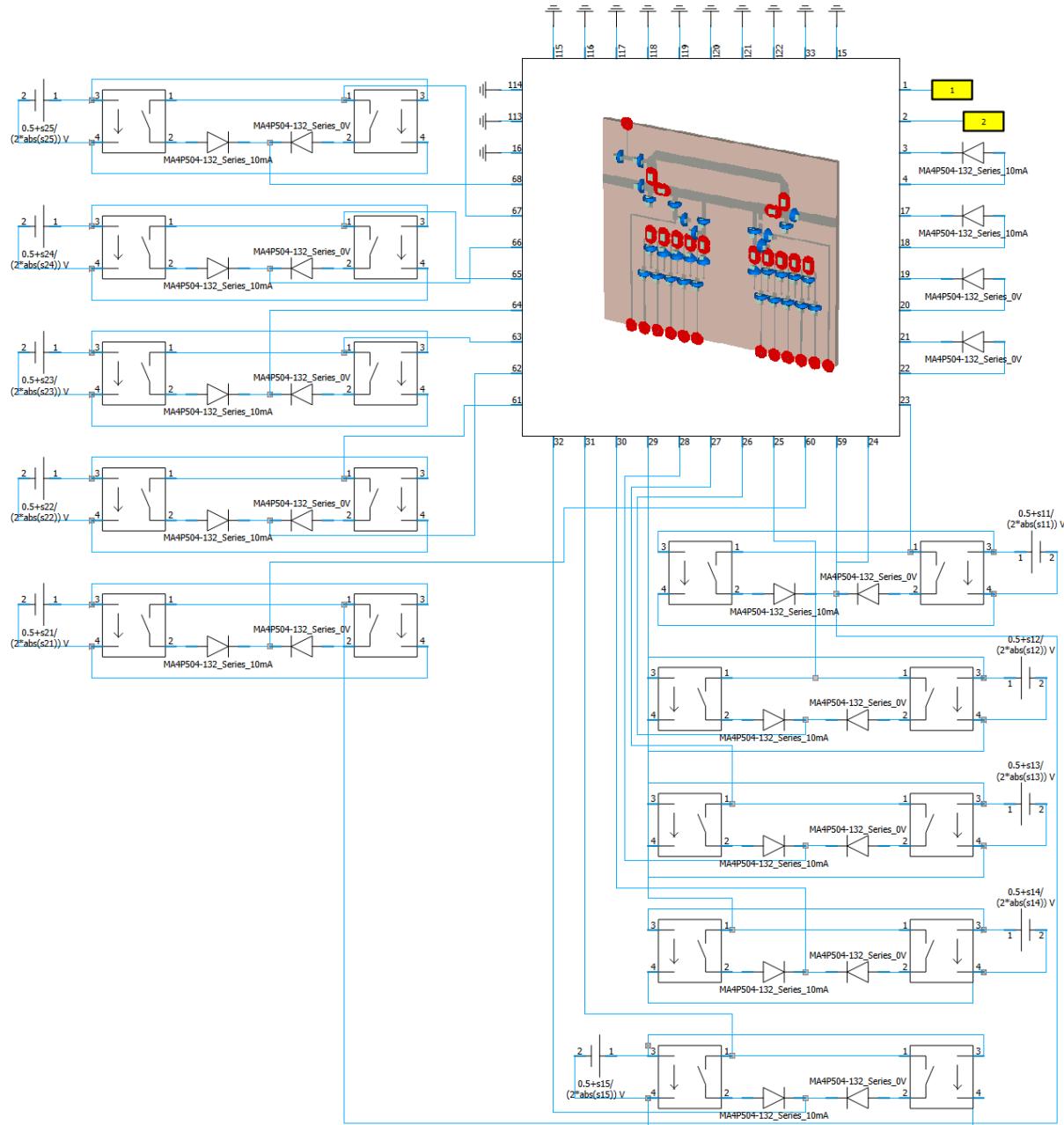


Рис. 27. Гибридная схема АСУ: 3D+схематика

И на рисунке 28 показаны ее $S_{1,1}$ параметры при модельной нагрузке антенны $|\Gamma| = 0.9; \angle \Gamma = 45^\circ$ и $|\Gamma| = 0.9; \angle \Gamma = 90^\circ$. Такой большое значение модуля $|\Gamma|$ бы-

ло выбрано намеренно, чтобы исследовать поведение согласующего устройства, когда ему необходимо согласовать КСВ, явно превышающий ожидаемые значения в реальной жизни. Если удастся согласовать высокий КСВ, значит заведомо удастся согласовать все КСВ ниже этого значения.

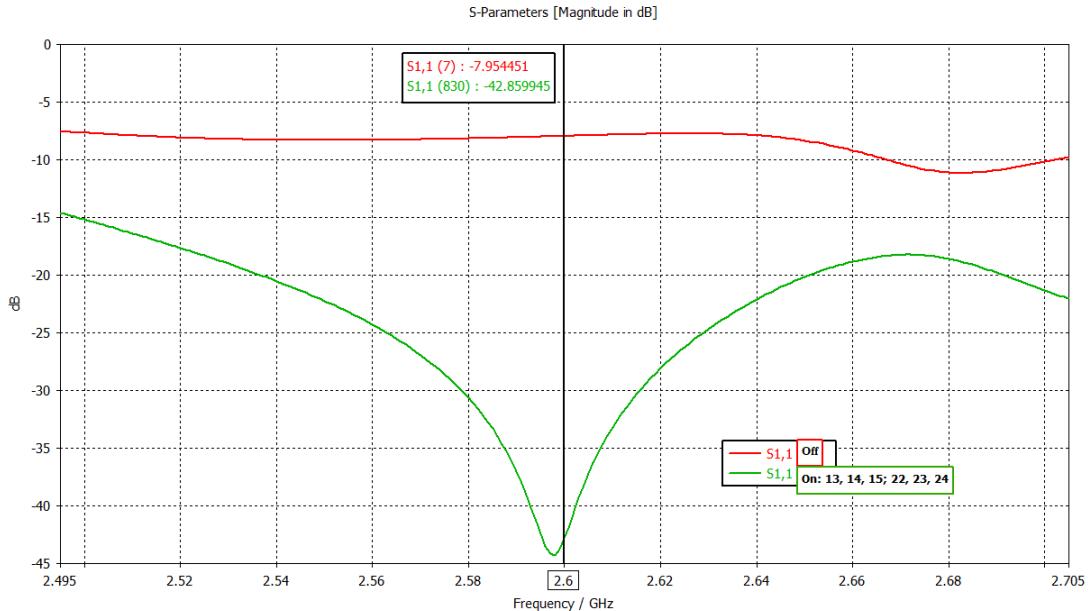
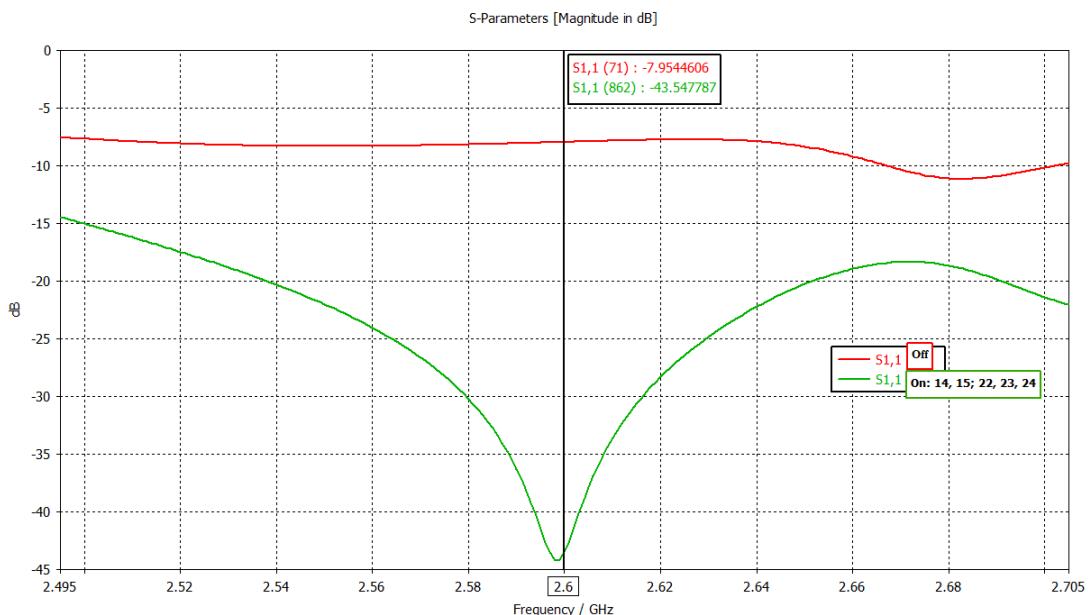
(a) $|\Gamma| = 0.9; \angle\Gamma = 45^\circ$ (б) $|\Gamma| = 0.9; \angle\Gamma = 90^\circ$

Рис. 28. Результаты моделирования в CST Studio; красный график – до ввода в работу конденсаторов; зелёный – наилучшая комбинация конденсаторов для согласования

Задачи моделирования включали в себя расчёт S-параметров для гибридного проекта, оптимизацию состояния PIN-диодов АСУ для различных значений амплитуды и фазы коэффициента отражения нагрузки и проверку некоторых геометрических параметров платы. Целевой функцией в этой задаче оптимизации является максимальная

разница результирующего коэффициента отражения с целевым значением $S_{1,1} \leq -20$ дБ (таким образом, для достижения уровня КСВ ≤ 2 целевая функция не должна превышать 10).

Из результатов моделирования видно, что такая конфигурация согласующего устройства позволяет в теории согласовывать нагрузки с КСВ = 19 на полосе от 2.5 ГГц до 2.7 ГГц. Следовательно, можно приступать к проектированию печатной платы согласователя.

На рисунке 29 демонстрируется распаянная плата согласователя. Используемые в схеме PIN-диоды модели BAR63-02V компании Infineon.

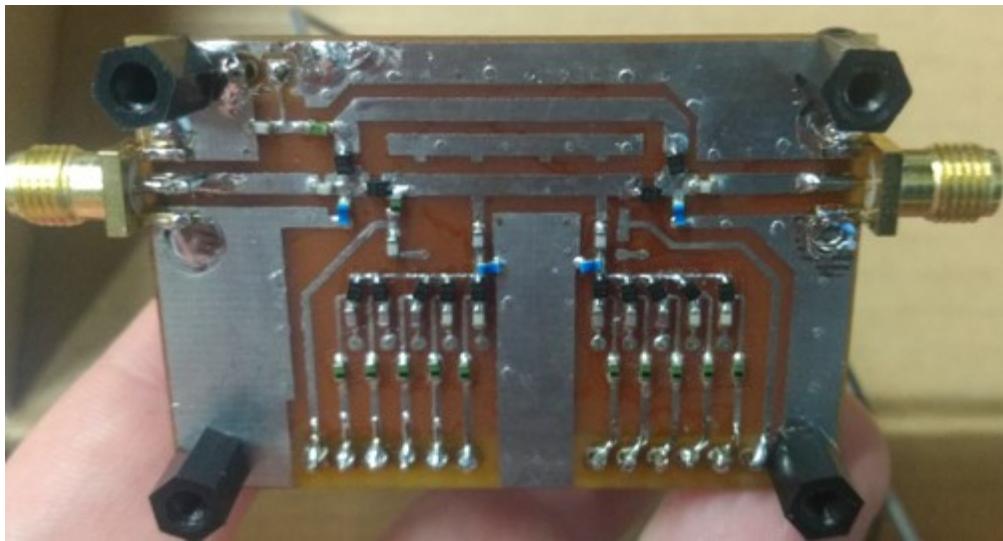


Рис. 29. Вид платы согласователя после пайки радиоэлементов

3.4 Алгоритм адаптации

Как уже указывалось ранее, управляемыми элементами в разработанном АСУ являются шунтирующие конденсаторы, подключаемые PIN-диодами параллельно в цепь к линии передачи. Имеется два подключаемых каскада по 5 конденсаторов, подобранных по типу массива заполненного степенями двойки, где каждый следующий элемент больше предыдущего в 2 раза. То есть конкретно: 0.5пФ, 1пФ, 2пФ, 4пФ, 8пФ – эти конденсаторы подключаются дискретно, то есть "включен/выключен итого $2^5 = 32$ состояния в каждом каскаде. Важно заметить, что массив ёмкостей $P \in [0, 15.5]$ с шагом 0.5пФ является отсортированным.

Целевой функцией для адаптации является коэффициент стоячей волны (КСВ), для него необходимо решить задачу минимакса: в нашем случае минимизировать потери при наихудшем сценарии (максимальных потерях). Наихудшим сценарием является максимальное значение КСВ на какой-либо частоте в рабочем диапазоне (от 2.5 до 2.7 ГГц), и для минимизации этого КСВ у АСУ имеется $32 \cdot 32 = 1024$ варианта, как поменять входной и выходной импедансы платы, чтобы согласовать нагрузки источника сигнала и антенны так, чтобы КСВ всей системы был приближен к минимуму (к единице).

Искать этот минимум предлагается алгоритмом бинарного поиска, как имеющим наименьшую вычислительную сложность $O(\log n)$. Суть алгоритма бинарного поиска в нахождении "ключа" в отсортированном массиве данных. Блок-схема алгоритма представлена на рисунке 30.

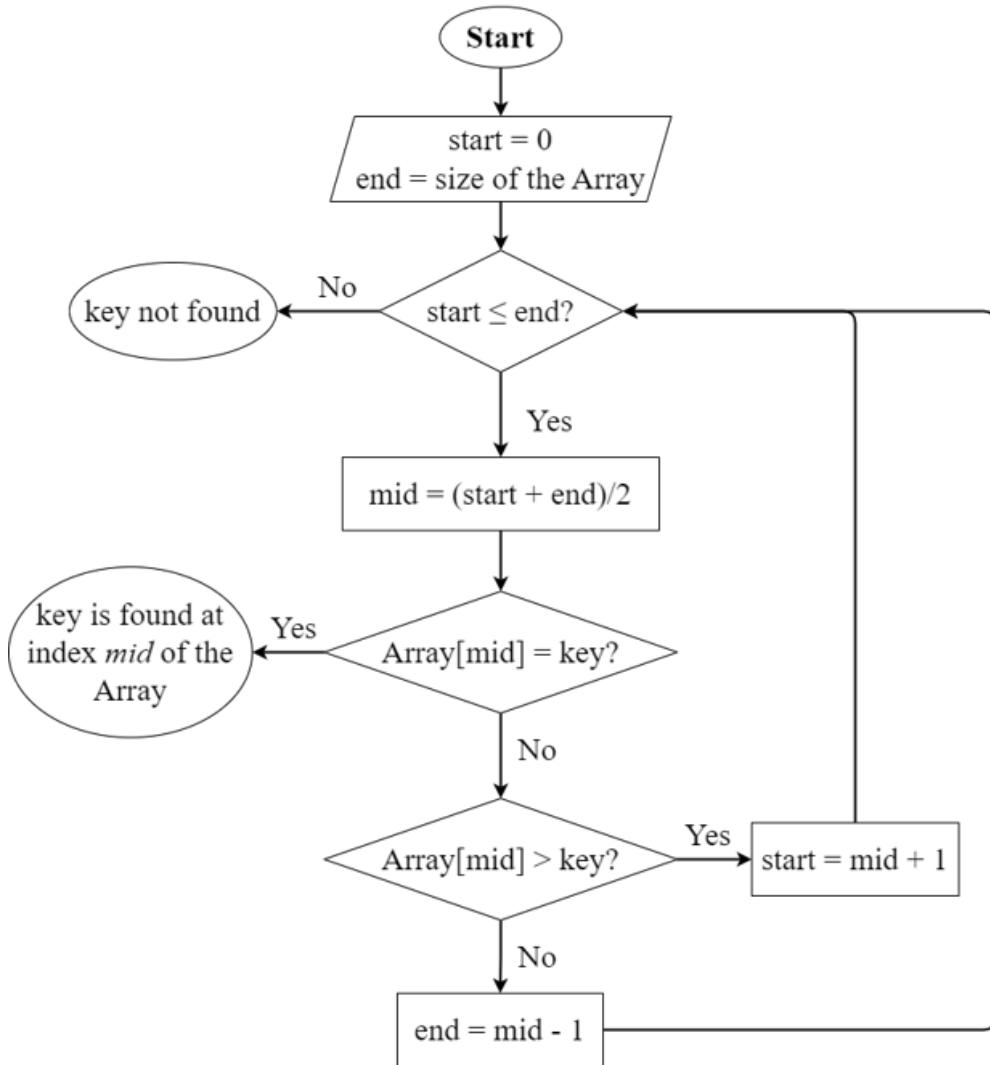


Рис. 30. Блок-схема алгоритма бинарного поиска

Поскольку массив ёмкостей справедливо рассматривать отсортированным только в рамках одного каскада, этот алгоритм применяется два раза для каждого из них – тем самым максимально быстро достигается близкое к минимальному значению КСВ. Решается задача минимакса: минимизация КСВ, среди наихудших значений в данной полосе частот (максимальное КСВ).

3.5 Разработка исполнительного устройства

Для того чтобы переключать PIN-диоды, необходимо пропускать через них ток. В рамках данной работы стоит задача построения именно аппаратной платформы для исследования качества работы алгоритма. Это значит, что роль переключателя долж-

но выполнять какое-либо автоматизированное устройство. В этих целях была выбрана отладочная плата микроконтроллера STM32 Nucleo-F091RC, которая имеет 64 программируемых пина и встроенный программатор, что позволяет быстро отлаживать программу.

Идея такова, чтобы использовать микроконтроллер как исполнительное устройство для компьютера, на котором работает алгоритм настройки. Предполагалось, что к каждому pinу согласующего устройства напрямую от микроконтроллера будет идти свой провод, но так как PIN-диоды должны быть запитаны напряжением в 1 В, а выходное напряжение с pinов отладочной платы 3.3 В, было предложено разработать своего рода драйвер для понижения напряжения до 1 В и для того, чтобы обезопасить все подключаемые устройства от короткого замыкания или иной работы в нестандартных условиях. Схема разработанного устройства показана на рисунке 31.

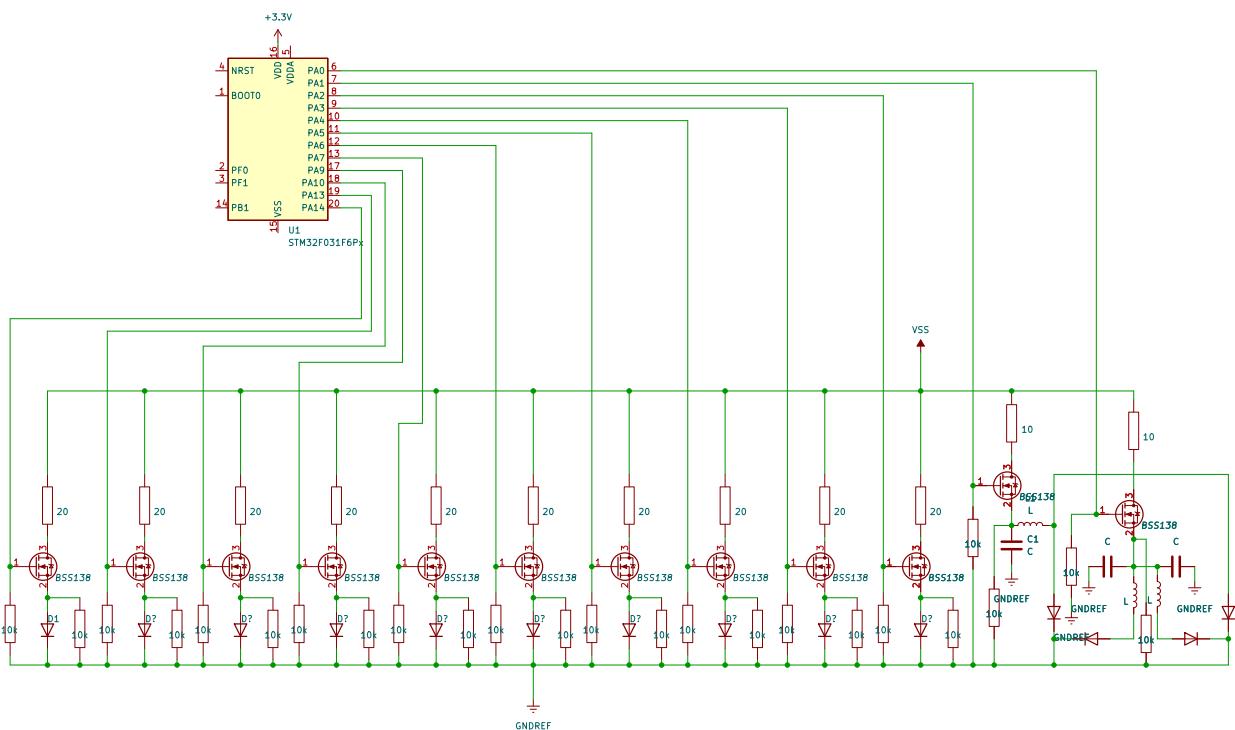


Рис. 31. Схема драйвера для цифрового управления PIN-диодами

Для этого необходимо подать на них напряжение. Выбранные при разработке согласователя PIN-диоды модели Infineon BAR63-02V экспоненциально уменьшают своё сопротивление в зависимости от протекающего тока, достигая своего минимального значения в 1 Ом при 10 мА [31].

3.6 Проект реализации адаптивного согласователя на аппаратной платформе на базе FPGA

На текущем этапе работа согласователя и алгоритма его настройки организована на базе лабораторных инструментов: векторного анализатора цепей (VNA), программиру-

емого широкополосного коаксиального тюнера импеданса и персонального компьютера. Проблема заключается в том, что VNA собирает данные о всей исследуемой цепи путём отправления и приёма зондирующих импульсов. Этот вариант позволяет легко строить коэффициенты матрицы рассеяния и коэффициенты стоячей волны на всей рабочей полосе частот. Однако в реальной жизни режимы работы антенны и излучаемый ей сигнал во времени постоянно изменяются. Поэтому следующий шаг на пути построения ещё более приближенной к реальной жизни модели — реализация алгоритма коррекции на базе FPGA. Рассмотрим рисунок 32.

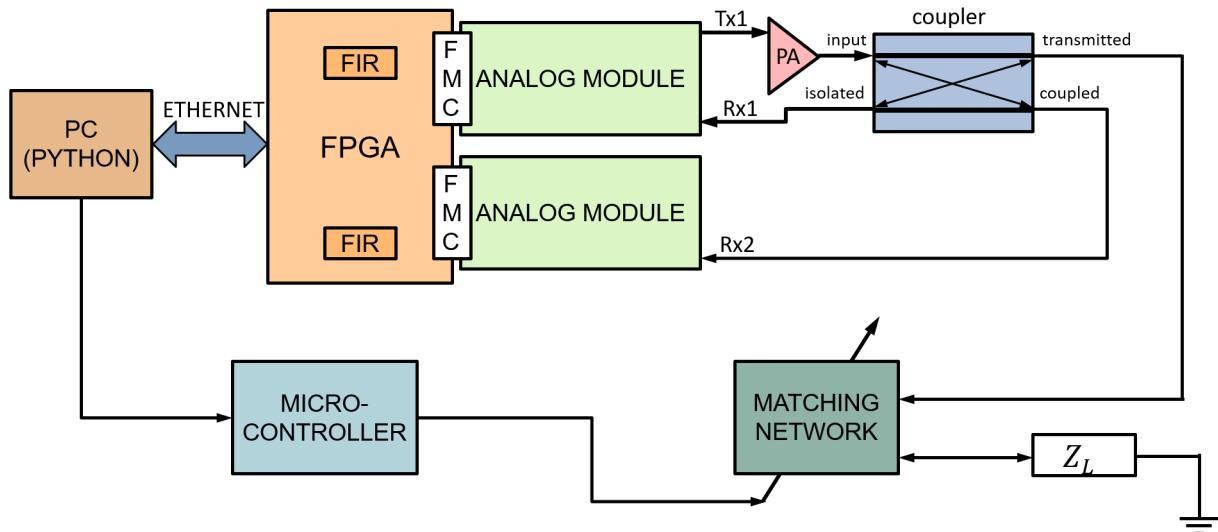


Рис. 32. Тестовая установка

На плате FPGA был разработан приём и передача сигнала в режиме 2Tx/2Rx, то есть имеется возможность принимать и передавать параллельно и независимо два RF-сигнала. Используемая плата (Xilinx VC707) имеет две шины для подключения аналоговых модулей: так называемые FPGA Mezzanine Card (FMC). Имеющиеся аналоговые модули AD-FMCOMMS1-EBZ одинаковы, за исключением того, что один — это rev.b, другой rev.c.

В данном проекте используется 1Tx/2Rx: выходной сигнал Tx1 проходит через усилитель и попадает на отправленный ответвитель (directional coupler), где по первичной линии проходит дальше через согласующую цепь на нагрузку, а сигналы на вторичной линии — отражённые: один от самого ответвителя (попадает на приём Rx2), другой — от нагрузки сигнал (попадает на приём Rx1). Добавление направленного ответвителя обусловлено тем, что для анализа состояния цепи необходимо два принятых сигнала для расчёта комплексного значения коэффициента отражения Γ :

$$R_{x2} = R_{x1} \cdot \Gamma \implies \begin{cases} |\Gamma| \\ \angle \Gamma \end{cases} \quad (3.4)$$

Для корректного расчёта коэффициента отражения необходимо согласовать приём сигналов по фазе, амплитуде и во времени. Для этого предлагается на приёмной

стороне аналоговых модулей фильтровать сигнал с помощью КИХ-фильтра. Для реализации этого был произведён эксперимент: отправленный один и тот же сигнал с обоих аналоговых модулей принимается тем же модулем на самого себя. Синхронность отправления сигнала с нулевой задержкой во времени обеспечивается разработанным дизайном DSP-блока аппаратной платформы 2Tx/2Rx. Дело в том, что в память FPGA записывается совмещённый сигнал для обоих передающих модулей, и выглядит он так:

$$\left[\underbrace{I_1^1, Q_1^1, I_1^2, Q_1^2, I_2^1, Q_2^1, I_2^2, Q_2^2, I_3^1, Q_3^1, I_3^2, Q_3^2, \dots I_N^1, Q_N^1, I_N^2, Q_N^2}_{2N} \right],$$

где нижний индекс соответствует номеру сэмпла, а верхний — на какой из аналоговых модулей он отправится (на FMC1 или FMC2). После приёма вычисляется ошибка между принятым и отправленным сигналом. На рисунке 33 можно видеть, как отличается один и тот же принятый сигнал с двух разных аналоговых модулей: из Rx1 (синий график) вычитается согласованный к нему по фазе, амплитуде и во времени сигнал Rx2 (оранжевый график), и получается ошибка (зелёный график).

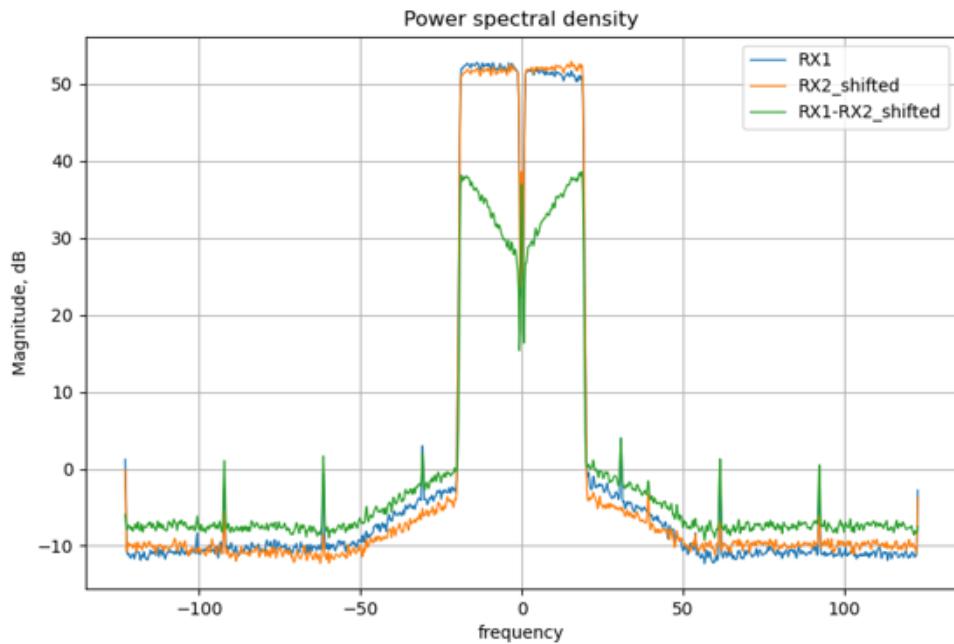


Рис. 33. Сигнал, переданный одинаковыми аналоговыми модулями на приём дают ошибку

Расчёт коэффициентов КИХ-фильтра осуществляется LS-алгоритмом при запуске платформы один раз или пересчитывается при перезагрузке. Минимизированный LS-алгоритмом функционал даёт оптимальные значения \mathbf{w} для КИХ-фильтра заданного порядка:

$$J(\mathbf{w}) = (\mathbf{d} - \mathbf{U}\mathbf{w})^H (\mathbf{d} - \mathbf{U}\mathbf{w}) \longrightarrow \min_{\mathbf{w}}, \quad (3.5)$$

где \mathbf{d} — опорный сигнал, в нашем случае это выходной сигнал \mathbf{x} , \mathbf{U} — матрица состояния

системы. Матрица \mathbf{U} , размеров $[N \times (M + 1)]$ расписывается так:

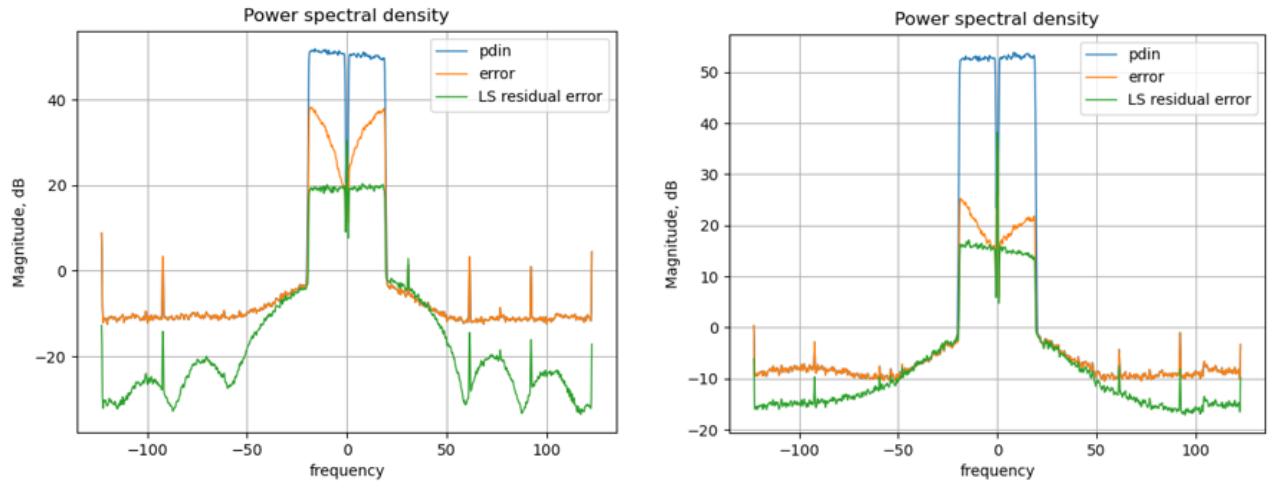
$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} x_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ x_1 & x_0 & 0 & \dots & 0 \\ x_2 & x_1 & x_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_M & x_{M-1} & x_{M-2} & \dots & x_0 \\ x_{M+1} & x_M & x_{M-1} & \dots & x_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N-1} & x_{N-2} & x_{N-3} & \dots & x_{N-M-1} \end{bmatrix}, \quad (3.6)$$

где каждый элемент x_n есть значение подаваемого на КИХ-фильтр сигнала в момент времени n . Номер столбца показывает количество пройденных блоков задержки m .

В процессе минимизации градиент по вектору коэффициентов приравнивается к нулю $\frac{d}{d\mathbf{w}^H} J(\mathbf{w}) = 0$, откуда получаем оценку вектора коэффициентов:

$$\hat{\mathbf{w}}_{opt} = (\mathbf{U}^H \mathbf{U})^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{d} \in \mathbb{C}^M \quad (3.7)$$

В качестве примера на рисунке 34 показаны остаточные ошибки на приёме для каждого из аналоговых модулей.



(а) для платы rev.b, на FMC1, 12 коэффициентов (б) для платы rev.c, на FMC2, 8 коэффициентов

Рис. 34. Скомпенсированная ошибка КИХ-фильтром для аналоговых модулей

На этих рисунка синий график — принятый Rx сигнал, оранжевый график — изначальная ошибка до фильтрации, зелёный график — остаточная ошибка после фильтрации КИХ-фильтром. Видно, что, например, на рисунке 34а ошибка уменьшилась с уровня ≈ 14 дБ до значений ≈ 34 дБ после компенсации. То есть мощность уровня ошибки снизилась на 20 дБ, что является существенным улучшением в согласовании

принятых сигналов между двумя модулями.

3.7 Выводы

В данном разделе был описан процесс разработки адаптивного согласующего устройства для данной работы, а также процесс разработки периферии и проекта на аппаратной платформе. В качестве первичной модели была выбрана П-цепь согласования с изменяемыми ёмкостями конденсаторов. Изменяемость достигается за счёт переключения с дискретой 0.5 пФ между ёмкостями от 0 до 15.5 пФ в массиве из 5 шунтирующих конденсаторов. Переключающим элементом является PIN-диод, для которого была разработана параметрически задаваемая модель. Симуляция этой модели показала, что в открытом режиме PIN-диод потери на отражения $S_{1,1} = -17.8$ дБ, в закрытом — $S_{1,1} = -0.5$ дБ.

Разработанная 3D-модель АСУ для электромагнитной симуляции в программе CST показана на рисунке 26. Этот дизайн имеет две RF-линии: согласующая и *bypass*. Результаты моделирования разработанного дизайна показывают, что на полосе частот от 2.5 ГГц до 2.7 ГГц достигается согласование $S_{1,1} \leq -15$ дБ нагрузки с модулем коэффициента отражения $|\Gamma| = 0.9$ на всей полосе 200 МГц.

Для настройки данного АСУ применяется алгоритм бинарного поиска, целевой функцией которого является КСВ. Решается задача минимакса: минимизация КСВ, среди наихудших значений в данной полосе частот (максимальное КСВ).

Переключение ёмкостями реализовано на отладочной плате STM32, и для управления АСУ был разработан своего рода драйвер, реализованный на MOSFET-транзисторах BSS138, с целью понизить напряжение питания для PIN-диодов с 3.3 В до 1 В и чтобы обезопасить все подключаемые устройства от короткого замыкания.

Также в данном разделе был рассмотрен проект аппаратной реализации согласователя на базе FPGA. Данный проект, основанный на параллельной и независимой передаче сигнала в режиме 2Tx/2Rx, позволяет проследить за работой АСУ во времени, когда режим работы и излучаемый сигнал постоянно изменяются. В рамках данного проекта была успешно произведена коррекция аналоговых модулей: уровень ошибок между принятыми сигналами двух аналоговых модулей уменьшился на 20 дБ.

Глава 4

Экспериментальная часть

В данном разделе описывается тестовая установка, которая была использована для валидации спроектированного устройства, также описывается процесс её создания и проектирования некоторых её элементов. Представлены полученные экспериментальные данные и произведён анализ результатов.

4.1 Структура тестовой платформы

Рассмотрим схему на рисунке 35.

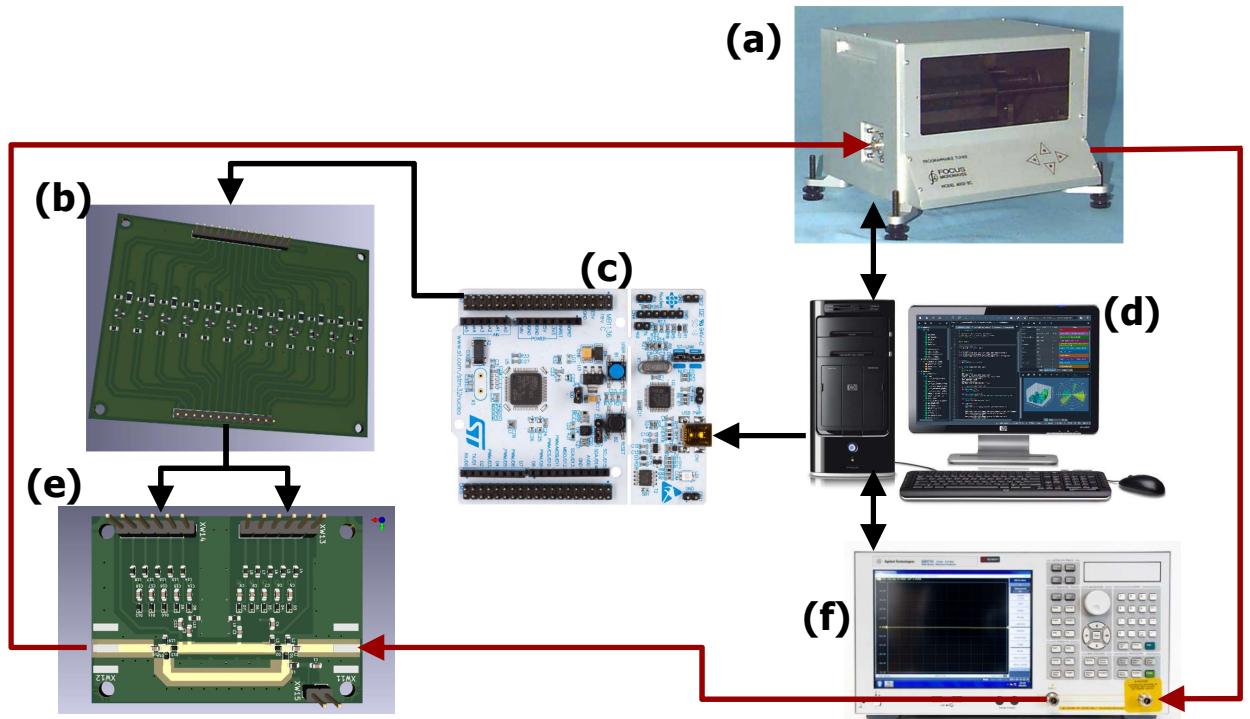


Рис. 35. Лабораторная установка для проверки работы платформы. (а) Программируемый тюнер; (б)Драйвер для переключения PIN-диодов; (с)Отладочная плата с микроконтроллером STM32; (д)Компьютер; (е)Адаптивное согласующее устройство; (ф)Векторный анализатор цепей

(а) Программируемый широкополосный коаксиальный тюнер импеданса. Данное устрой-

ство позволяет с компьютера программно определять импеданс нагрузки и в данной работе выполняет роль регулируемой антенны.

- (b) Драйвер для переключения PIN-диодов. Данная печатная плата нужна для корректной работы PIN-диодов, управляемых с микроконтроллера. Была рассмотрена подробнее в параграфе [3.5](#).
- (c) Отладочная плата с микроконтроллером STM32. Необходима для приёма с компьютера информации о тех PIN-диодах, которые надо включить или выключить и, собственно, для переключения ёмкостей на АСУ.
- (d) Компьютер, необходимый для следующих задач:
 - 1) Управление нагрузкой программируемого тюнера
 - 2) Выполнение алгоритма настройки и отправление команды микроконтроллеру на переключение ёмкостей
 - 3) Управление режимом работы VNA и сбор и обработка данных с этого инструмента
- (e) Адаптивное согласующее устройство (согласователь). Дополнительная цепочка, вводимая между генератором сигналов и нагрузкой с целью согласования импедансов генератора и нагрузки и уменьшения КСВ всей передающей системы.
- (f) Векторный анализатор цепей (VNA). Данный инструмент необходим для анализа передающего тракта: измерения характеристик отражения (коэффициента отражения, КСВ, потерь на отражение), импеданса и S-параметров (параметров рассеяния) $S_{1,1}, S_{2,1}, S_{1,2}, S_{2,2}$.

Для сбора данных с векторного анализатора цепей была отдельно разработана программа автоматического сбора данных с VNA. Скрипт на языке Python имеет следующую логику: управляющий компьютер подключается по протоколу TCP/IP к инструменту и обменивается командами SCPI. SCPI (Standard Commands for Programmable Instruments) – язык команд для приборов с использованием ASCII, предназначенный для работы с диагностическими и измерительными устройствами.

4.2 Результаты исследований с программируемым тюнером в качестве модели антенны

Рассмотрим собранные экспериментальные данные на рисунке [36](#).

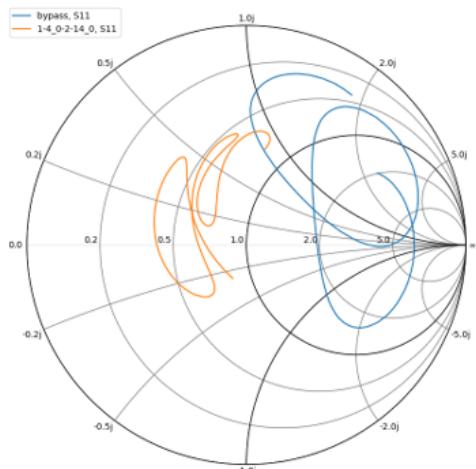
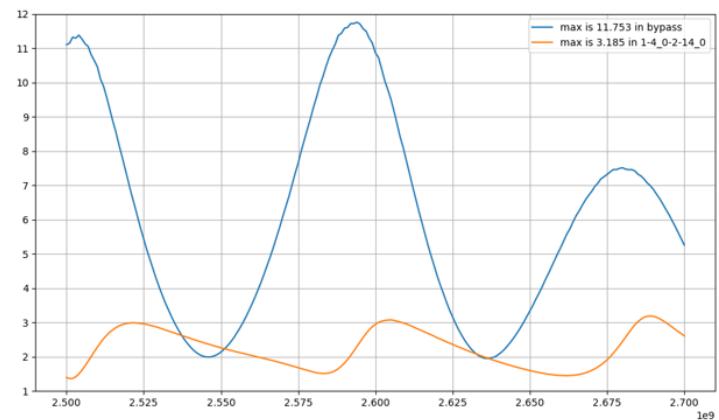
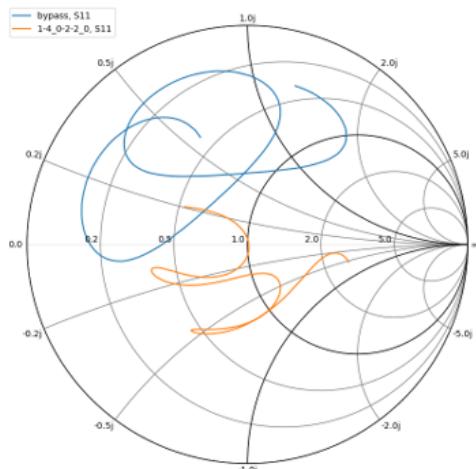
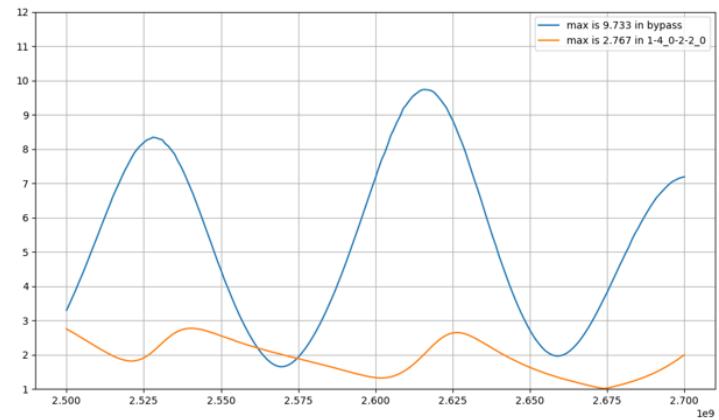
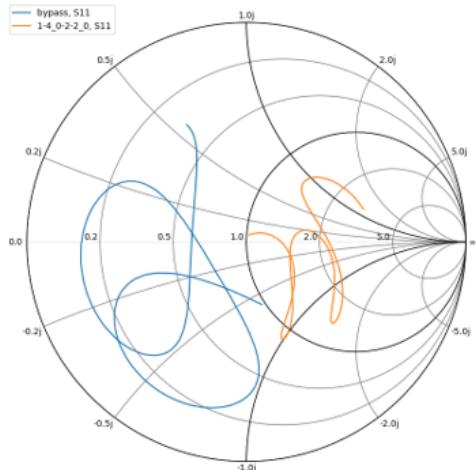
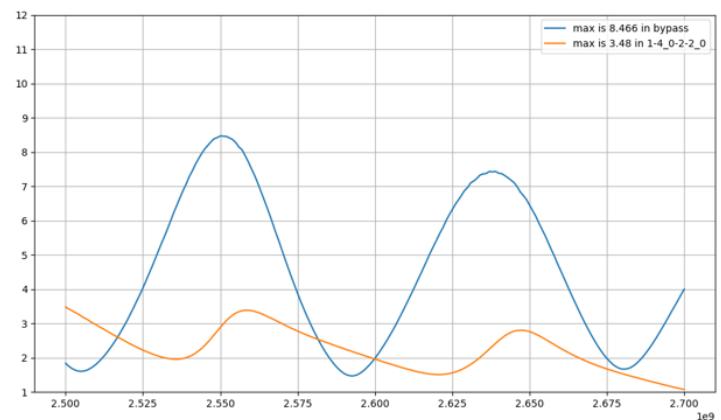
(а) Диаграмма Смита при $|\Gamma| = 0.9; \angle\Gamma = 0^\circ$ (б) График КСВ $|\Gamma| = 0.9; \angle\Gamma = 0^\circ$ (в) Диаграмма Смита при $|\Gamma| = 0.9; \angle\Gamma = 90^\circ$ (г) График КСВ $|\Gamma| = 0.9; \angle\Gamma = 90^\circ$ (д) Диаграмма Смита при $|\Gamma| = 0.9; \angle\Gamma = 180^\circ$ (е) График КСВ $|\Gamma| = 0.9; \angle\Gamma = 180^\circ$

Рис. 36. Диаграммы Смита и КСВ

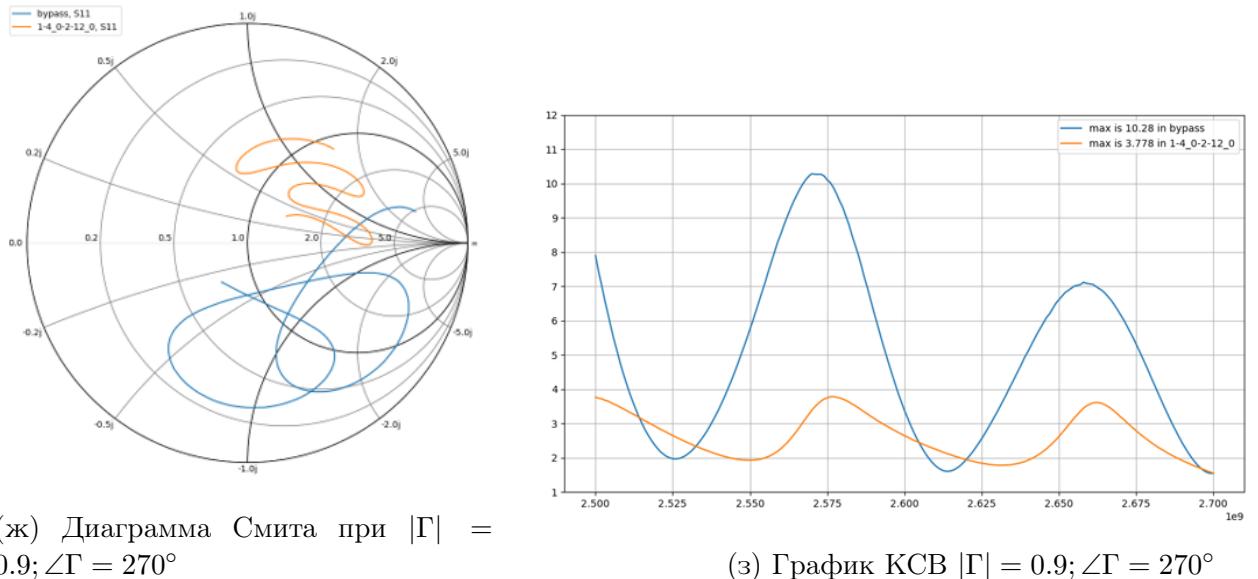


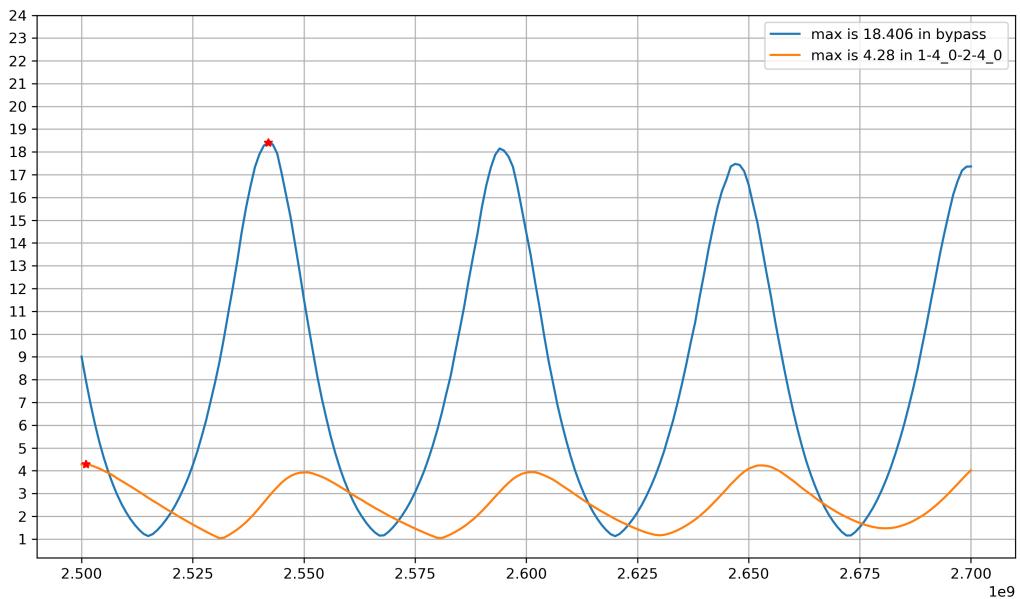
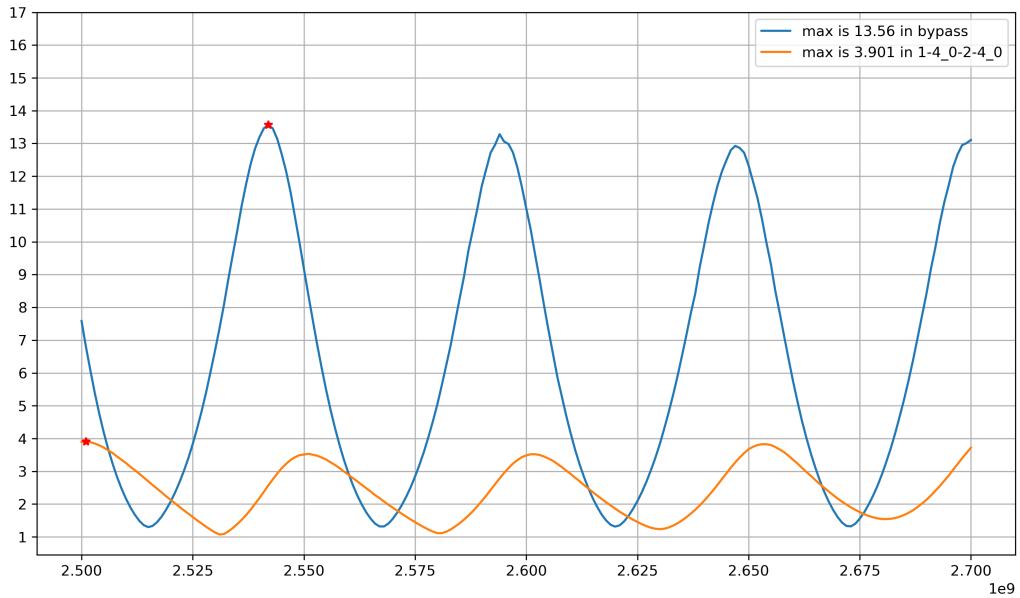
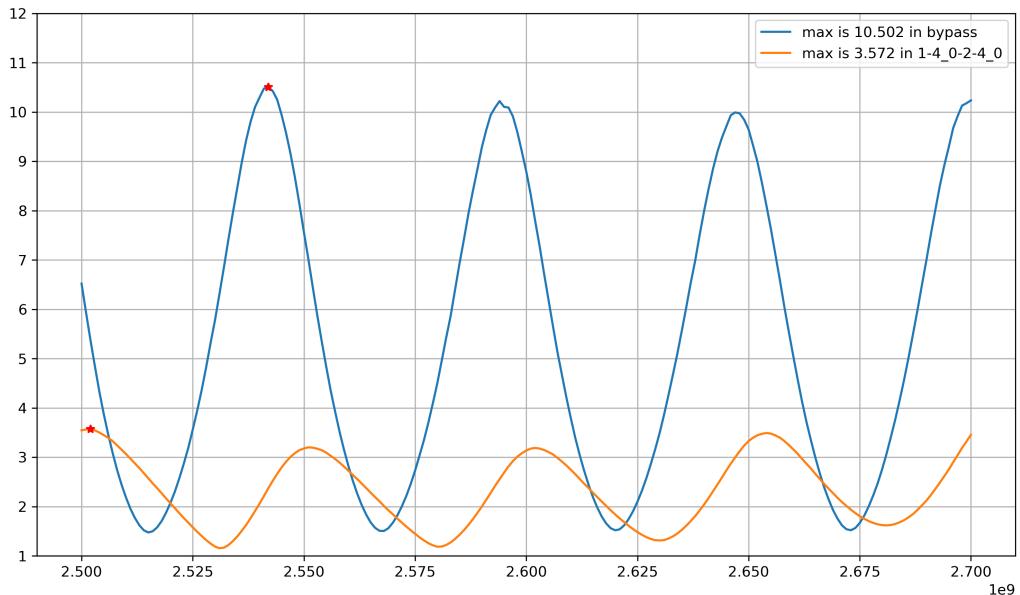
Рис. 36. Диаграммы Смита и графики зависимости КСВ от частоты при различных фазах коэффициента отражения Γ

Синей линией на данных графиках построены состояния системы *согласователь+тюнер* в режиме *bypass* — значит PIN-диоды, которые открывают микрополосковую линию с каскадами шунтирующих конденсаторов, закрыты. А на PIN-диоды, которые открывают линию *bypass*, подано напряжение и они открыты.

Оранжевая линия, наоборот, с открытыми PIN-диодами на линию согласования, а также в легенде графиков показано, на каком каскаде, сколько ёмкости включено в цепь. Например, на рисунке 36з в легенде написано: «1-4_0-2-12_0» — это означает, что на первом каскаде подключено в цепь в сумме 4 пФ, на втором — 12 пФ. Оранжевая линия показывает согласованный режим работы АСУ, то есть лучшее, чего можно достичь, перебирая различные ёмкости в обоих каскадах.

Заметим, что на рисунках 36 при $|\Gamma| = 0.9$ при начальном максимальном $KCB_{max} = 9.733$ удалось достичь понижения КСВ до значений 2.767 (на рисунке 36г), то есть произошло понижение потерь на отражение на $4.78\text{dB} = -20 \log_{10}[\frac{2.767-1}{2.767+1}] + 20 \log_{10}[\frac{9.733-1}{9.733+1}]$. Это значит, что согласователь свою основную задачу выполняет: уменьшает КСВ (в данном конкретном примере рассеиваемая через модель антенны мощность увеличилась на 44%).

Приведём результаты эксперимента при других значениях Γ . На рис. 37.

(а) График КСВ при $|\Gamma| = 0.8; \angle\Gamma = 0^\circ$ (б) График КСВ $|\Gamma| = 0.7; \angle\Gamma = 0^\circ$ (в) График КСВ при $|\Gamma| = 0.6; \angle\Gamma = 0^\circ$

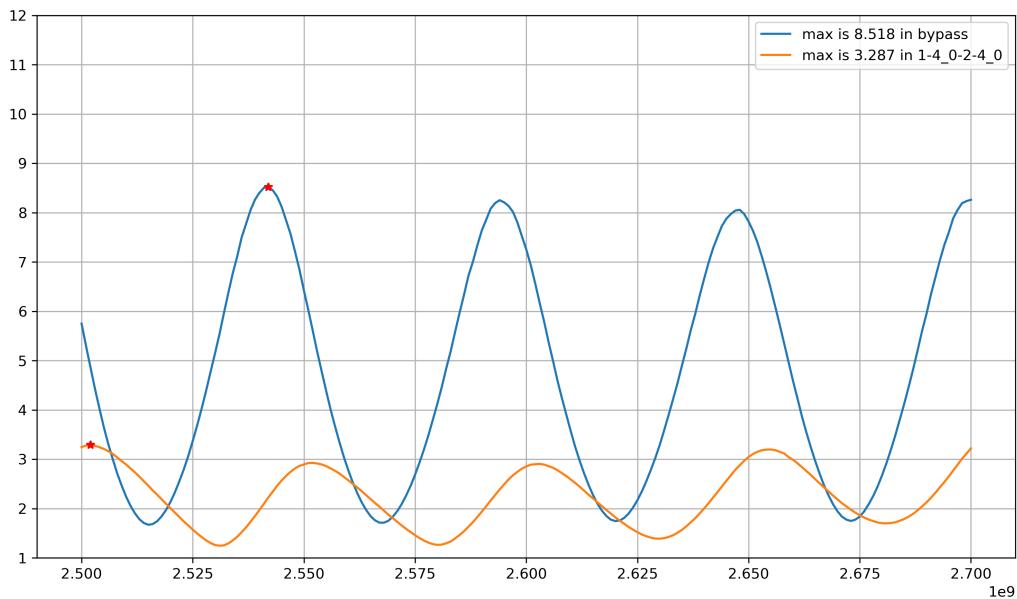
(г) График КСВ при $|\Gamma| = 0.5; \angle\Gamma = 0^\circ$

Рис. 37. Графики КСВ

Диаграммы Смита для данных состояний системы, изображённых на рисунках 37 приведены в разделе Приложения, также там можно рассмотреть результаты измерений при других значениях $|\Gamma|$ и $\angle\Gamma$ на программируемом тюнере.

Таким образом, принимая во внимание все результаты экспериментов на установке с программируемым тюнером, можно сделать вывод, что необходимое условие согласования выполняется: коэффициент стоячей волны уменьшается до значений около 2, то есть $|S_{1,1}| \approx 9$ дБ на всей полосе в 200 МГц, где несущей является 2.6 ГГц.

4.3 Результаты исследований с реальными антеннами

Программируемый тюнер удобен в использовании, когда необходимо точно знать коэффициент отражения на выделенной полосе частот, однако на очень широкой полосе в 200 МГц тюнер не ведёт себя как настоящая антenna мобильного терминала: заместо того, чтобы иметь высокий или низкий коэффициент отражения на одной выделенной частоте, тюнер «старается поддерживать» одну и ту же гамму Γ на всей полосе, чего не наблюдается у реальных антенн. В связи с этим, было предложено проверить работу согласователя на настоящих антенах диапазона LTE (2.5–2.7) ГГц.

Далее будут рассмотрены три антенны в работе при различных сценариях: излучение антенн в свободном пространстве; пластиковая линейка, расположенная вплотную к антенне; накрытая рукой излучающая поверхность антенны; расположение металлической пластины в ближней зоне антенны. Каждый эксперимент был проведён два раза: без согласователя и с ним, работающим в режиме *bypass* или в режиме согласования.

4.3.1 Антенна YNX-006-4G-30cm

Тестовая установка с фотографией антенны приведена на рисунке 38.

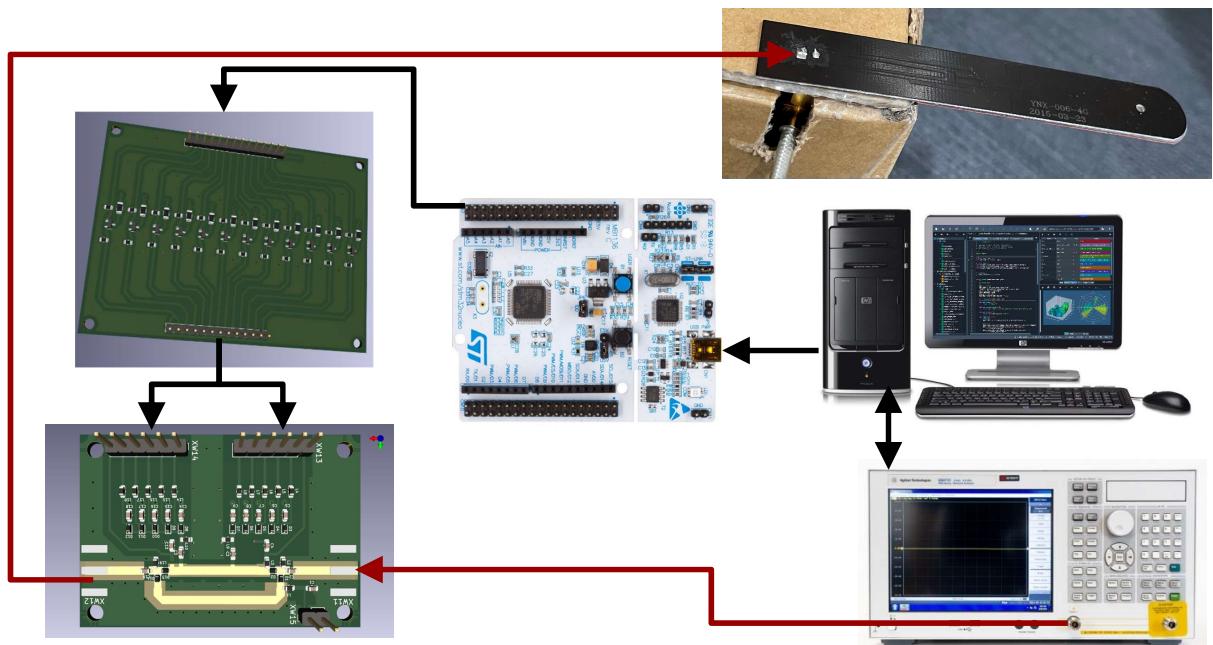
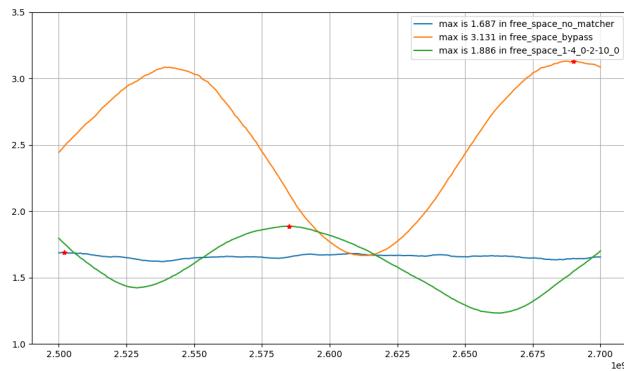
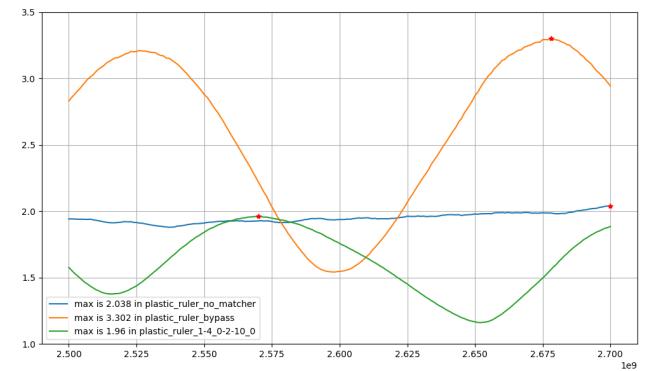


Рис. 38. Тестовая установка

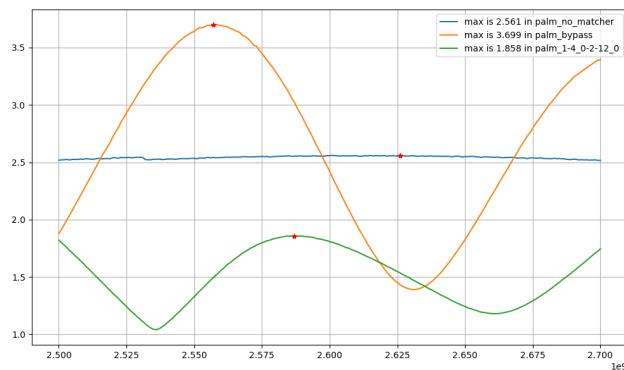
Далее, на рисунке 39 приведены результаты экспериментов. По оси абсцисс — частоты от 2.5 до 2.7 ГГц, по оси ординат — значения КСВ.



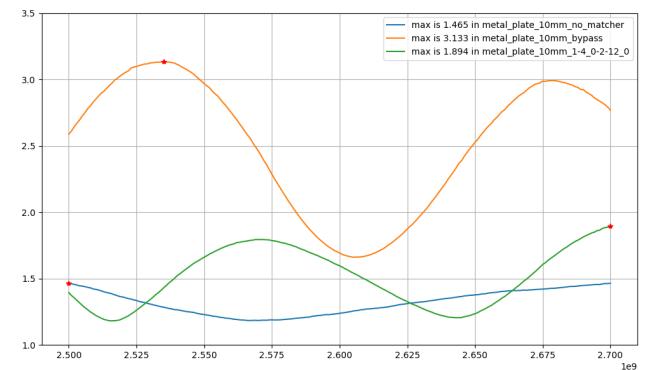
(а) В свободном пространстве



(б) С пластиковой линейкой



(в) Накрытая рукой излучающая поверхность антенны



(г) Металлическая пластина на расстоянии 10 мм от излучающей поверхности

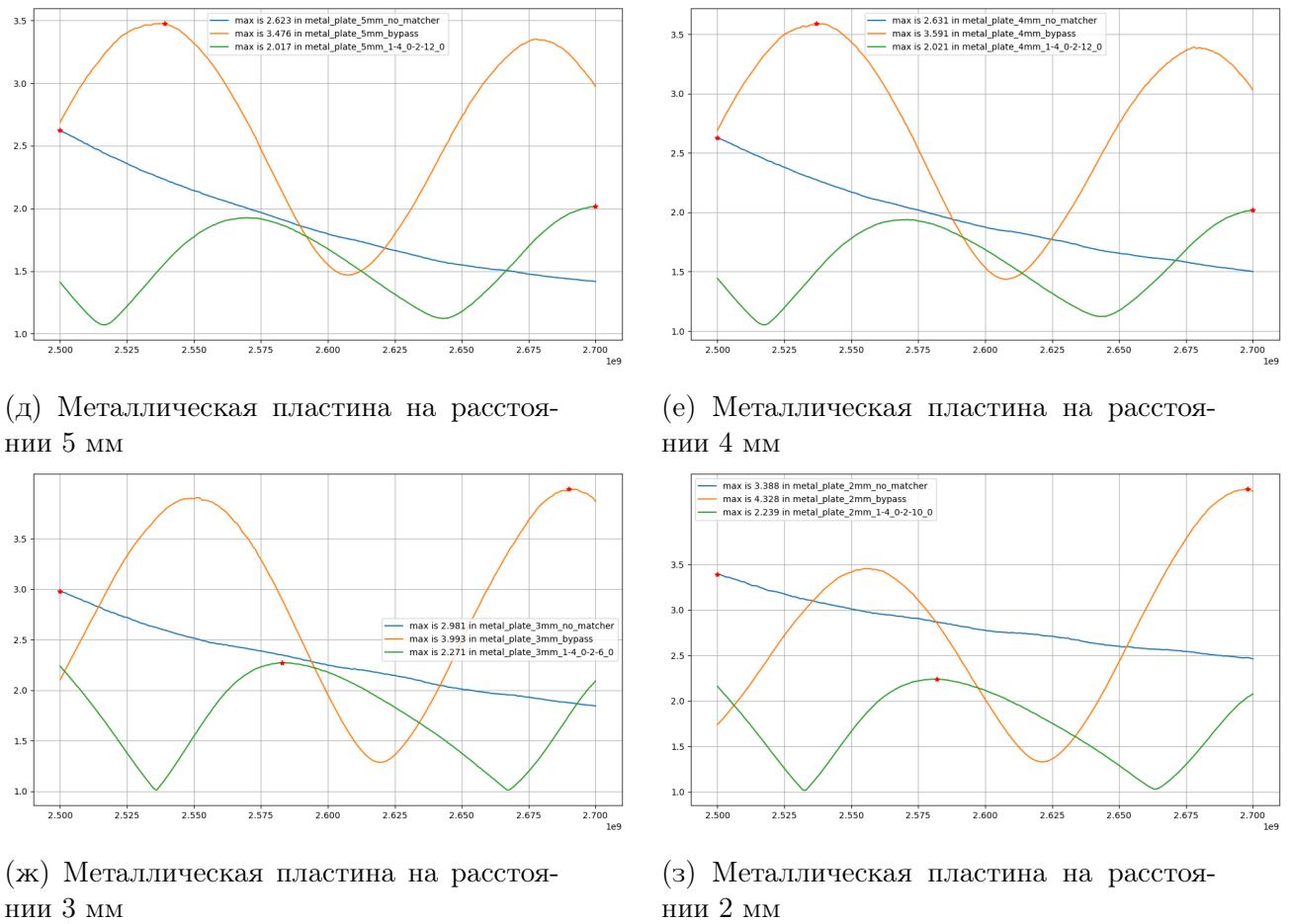


Рис. 39. Графики для антенны YNX-006-4G-30cm

Синей линией построены графики КСВ антенны (от частоты) без согласователя. То есть как антenna согласована сама по себе.

Оранжевой линией на данных графиках построены состояния системы *согласователь+антенна* в режиме *bypass* — значит PIN-диоды, которые открывают микрополосковую линию с каскадами шунтирующих конденсаторов, закрыты. А на PIN-диоды, которые открывают линию *bypass*, подано напряжение и они открыты.

Зелёной линией, наоборот, с открытыми PIN-диодами на линию согласования, а также в легенде графиков показано, на каком каскаде, сколько ёмкости включено в цепь. Оранжевая линия показывает согласованный режим работы АСУ, то есть лучшее, чего можно достичь, перебирая различные ёмкости в обоих каскадах.

Для данной антенны видно, что она довольно хорошо согласована сама по себе: на рисунке 39а в свободном пространстве введение АСУ на некоторых частотах увеличивает КСВ и, тем самым, уменьшает излучаемую антенной мощность. Сценарий с металлической пластиной на расстоянии 10 мм от излучающей поверхности доказывает результаты эксперимента [22] — излучаемая мощность даже увеличилась. Однако во всех остальных сценариях работы введение разработанного АСУ позволяет увеличить количество излучаемой мощности в среднем на 14%.

4.3.2 Антенна AMT-LTE-FL1

Тестовая установка с фотографией антенны приведена на рисунке 40.

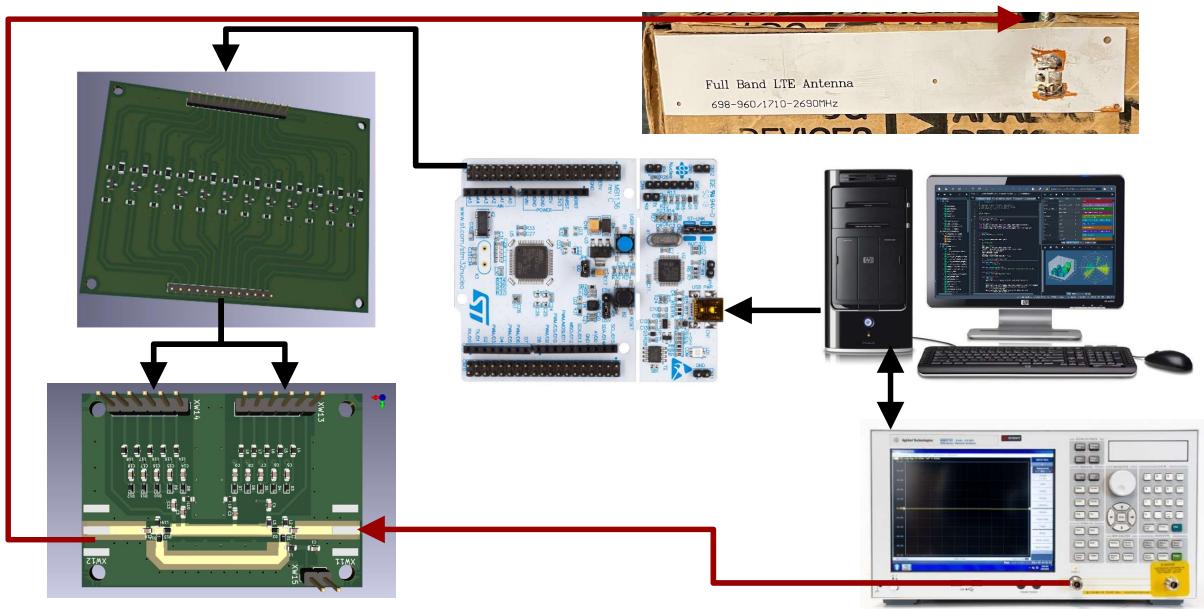
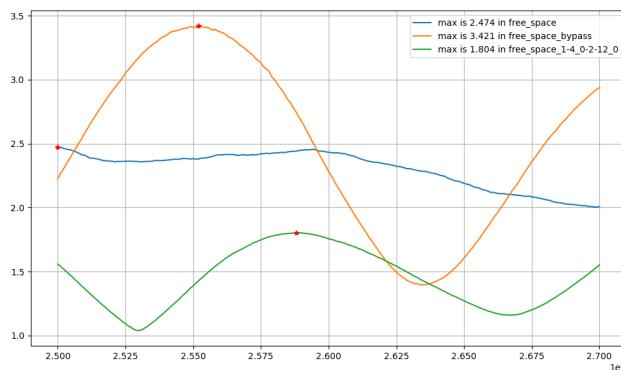
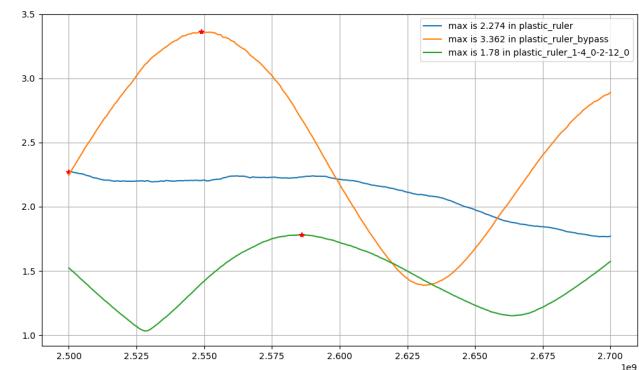


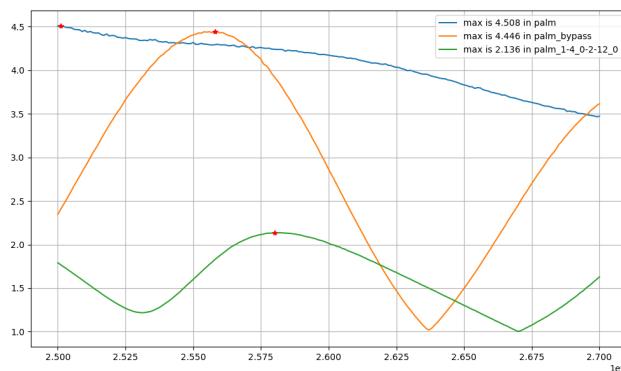
Рис. 40. Тестовая установка



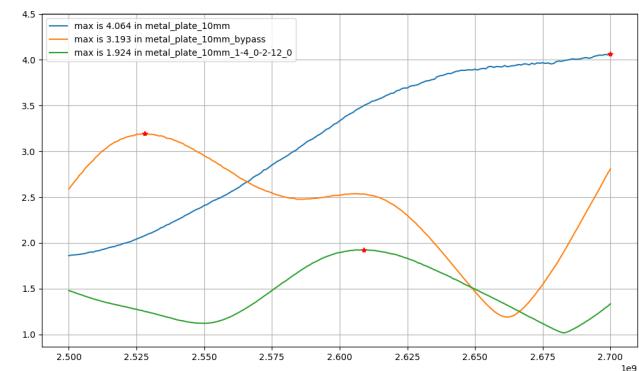
(а) В свободном пространстве



(б) С пластиковой линейкой

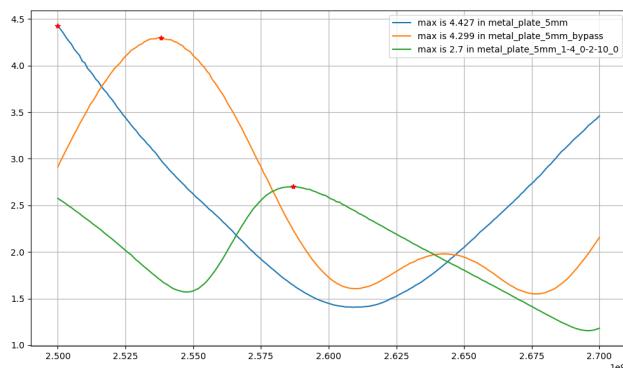


(в) Накрытая рукой излучающая поверхность антенны

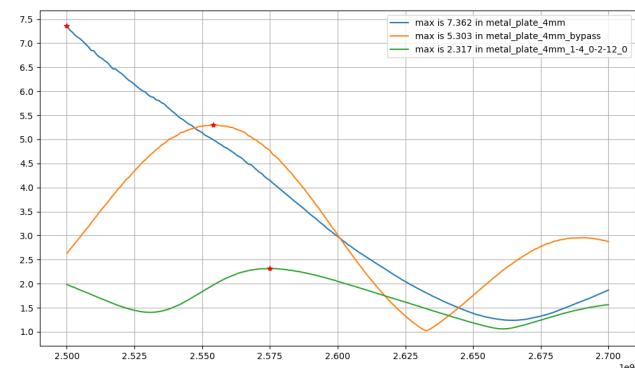


(г) Металлическая пластина на расстоянии 10 мм

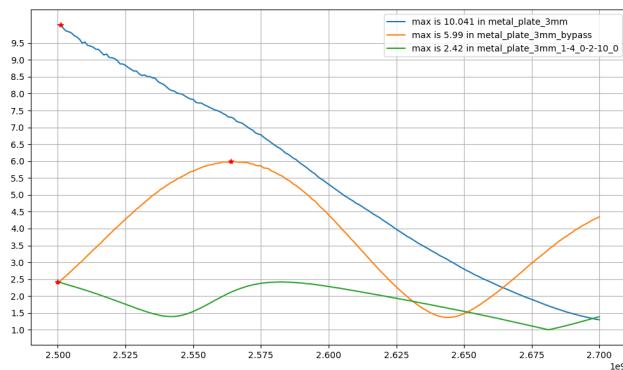
Полученные результаты показаны на рисунке 41



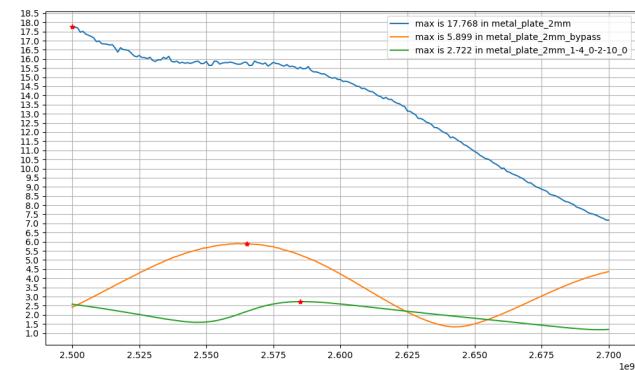
(д) Металлическая пластина на расстоянии 5 мм



(е) Металлическая пластина на расстоянии 4 мм



(ж) Металлическая пластина на расстоянии 3 мм



(з) Металлическая пластина на расстоянии 2 мм

Рис. 41. Графики для антенны AMT-LTE-FL1

Для данной антенны видно, что она довольно плохо согласована сама по себе. Во всей полосе 200 МГц её ($KCB \geq 2$). Введение разработанного АСУ позволяет во всех сценариях работы увеличить количество излучаемой мощности $\geq 30\%$.

4.3.3 Антенна CrossAir LTE (CA-L01)

Тестовая установка с фотографией антенны приведена на рисунке 42.

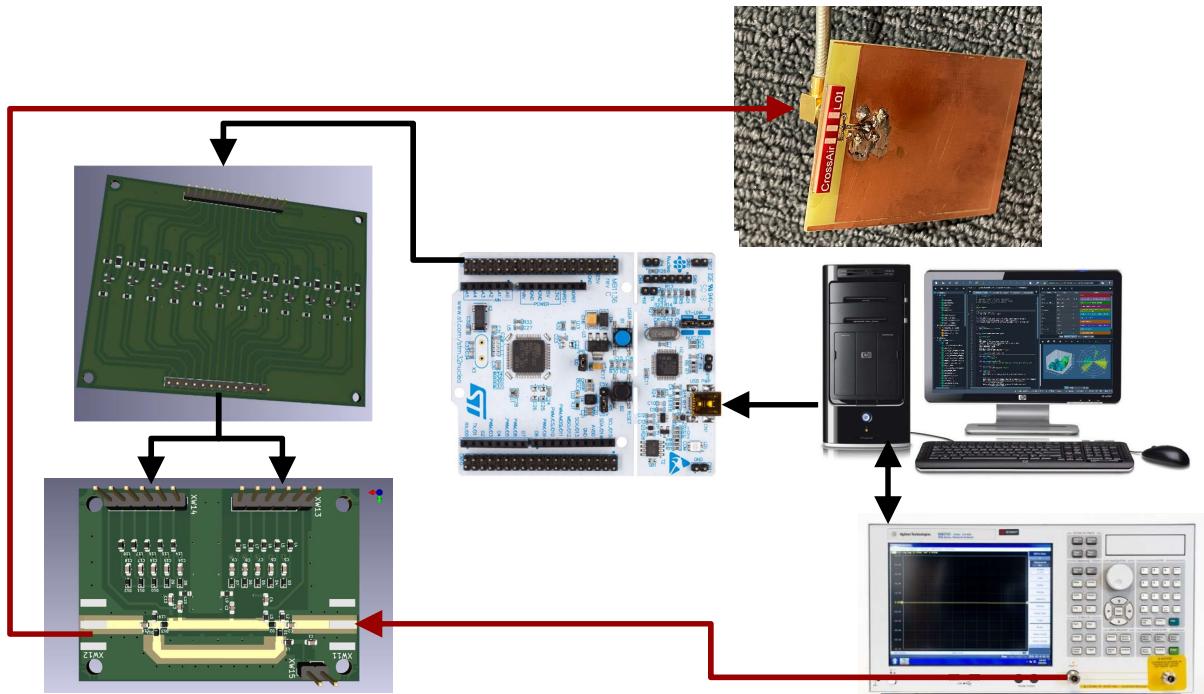
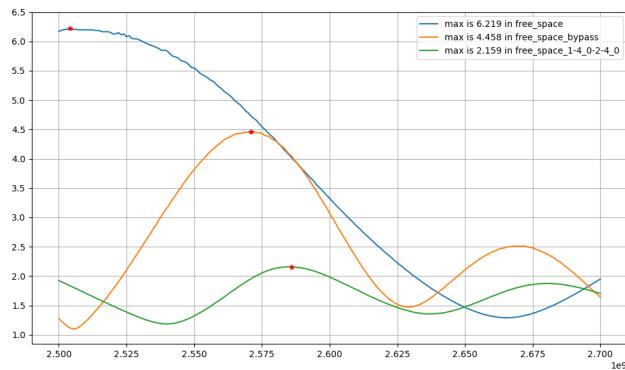
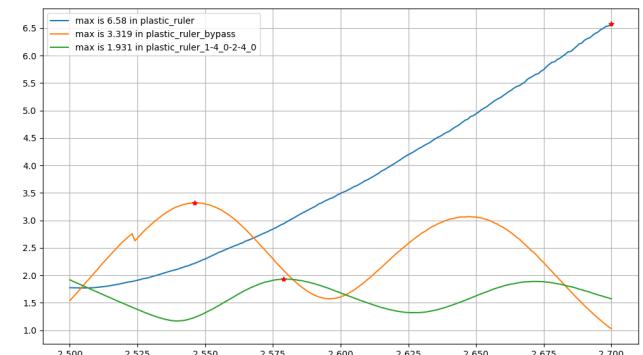


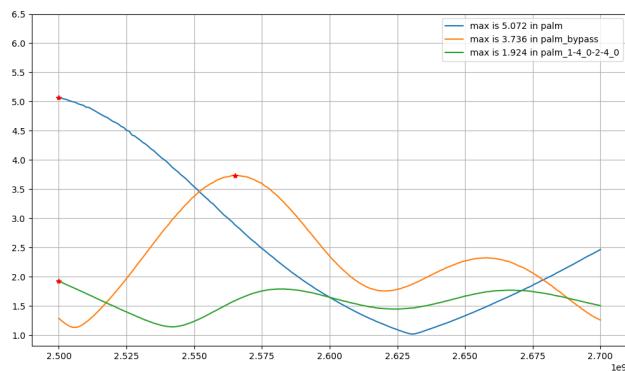
Рис. 42. Тестовая установка



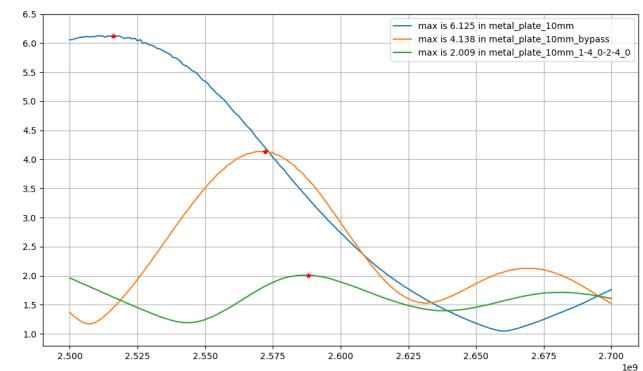
(а) В свободном пространстве



(б) С пластиковой линейкой



(в) Накрытая рукой излучающая поверхность антенны



(г) Металлическая пластина на расстоянии 10 мм

Полученные результаты показаны на рисунке 43:

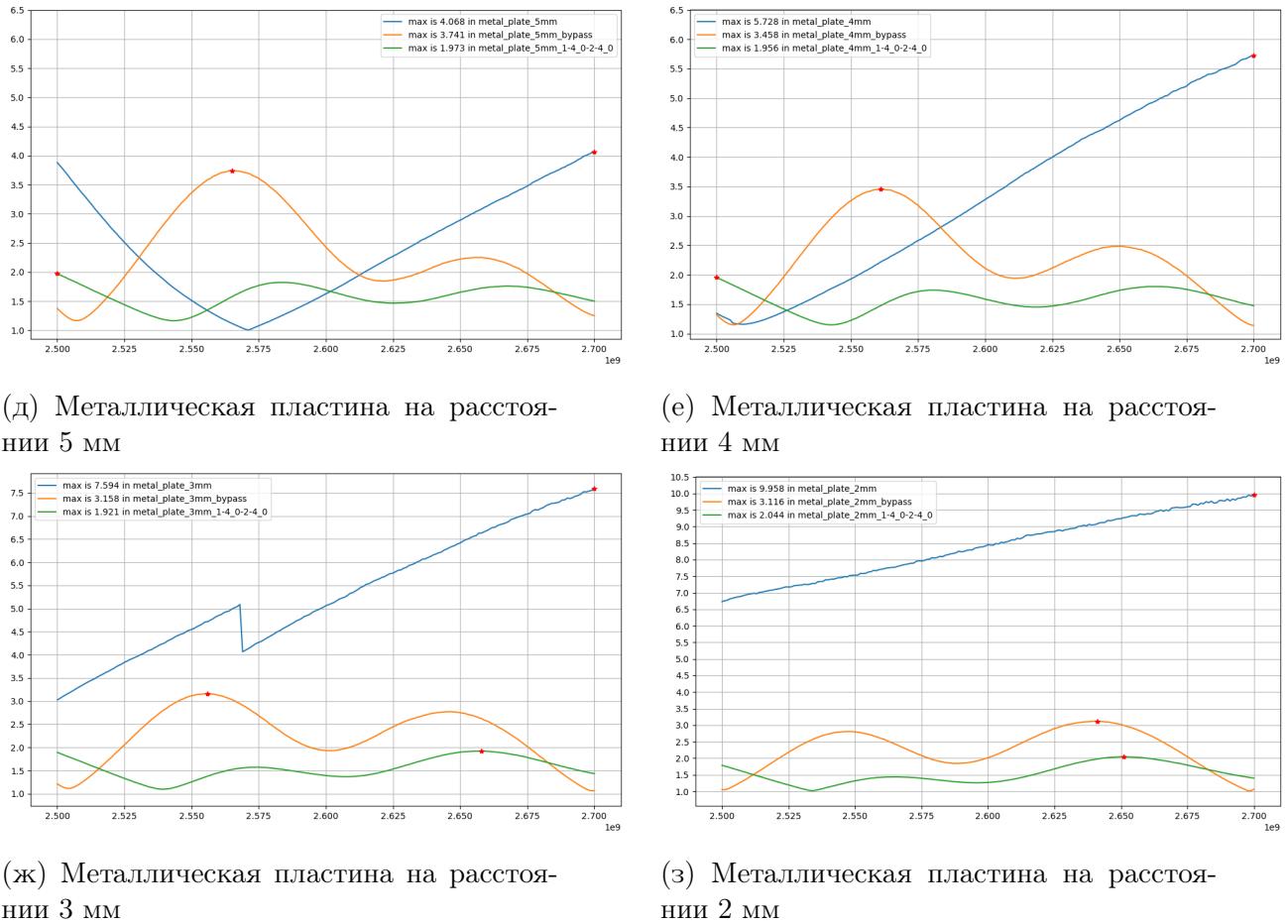


Рис. 43. Графики для антенны CrossAir LTE (CA-L01)

Для данной антенны видно, что она также довольно плохо согласована сама по себе, полоса согласования ($KCB \leq 2$) порядка 70 МГц. Однако согласующая цепь практически во всех сценариях работы уменьшает $KCB \leq 2$ на всём диапазоне частот 200 МГц после алгоритма адаптации.

4.4 Выводы

В данном разделе были рассмотрены результаты проделанной работы: были проведены эксперименты над АСУ на собранной лабораторной установке (см. рис. 35). Результаты этих исследований следующие: адаптивное согласующее устройство в самом деле уменьшает коэффициент стоячей волны практически во всех сценариях работы.

Эксперимент с программируемым тюнером показал, что КСВ уменьшается до значений около 2, то есть $|S_{1,1}| \approx 9$ дБ на всей полосе в 200 МГц, где несущей является 2.6 ГГц, в то время как без адаптации изначально было порядка КСВ = 9.7. То есть, переводя в количество излучаемой мощности, прирост составил 54%.

Эксперименты с реальными антенными показали, что можно достичь увеличения излучаемой мощности от в среднем на 14% до $\geq 30\%$ в зависимости от рабочей ан-

тенные. Также после алгоритма адаптации удалось увеличить полосу пропускания (где критерий $KCB \leq 2$) с изначальных 70 МГц до полных 200 МГц с центральной частотой 2.6 ГГц.

Глава 5

Заключение

В рамках данной работы была разработана схема адаптивного согласующего устройства для компенсации рассогласования импедансов, возникающего в мобильном терминале при изменении среды вокруг антенны, что бывает сравнительно часто в мобильных устройствах. Было произведено исследование и показано, что тело человека уменьшает амплитуду излучаемого электрического поля на 10...20 дБ в некоторых направлениях. Показано, что близлежащие к антенне мобильного терминала металлические поверхности могут отражать до 87%. Все эти сценарии выводят усилитель из рабочего режима и ухудшают КПД.

Произведён сравнительный анализ существующих методов компенсации рассогласования импедансов и был выбран метод согласования с помощью введения правильно спроектированной цепи между генератором сигналов и антенной (нагрузкой). Было приведено теоретическое обоснование введения согласующей цепи и поставлено целевое значение КСВ, которое необходимо достичь для излучения с КПД, близки к 1 — это $KCB = 2$, или $|S_{1,1}| \geq 10$ дБ. Теоретическое обоснование выбора П-цепи в качестве прототипа для дизайна АСУ заключается в том, что 3 реактивных согласующих элемента увеличивает расчёную полосу пропускания, по сравнению с L -цепью.

При разработке электромагнитные симуляции проводились в программе CST Studio, которые показали, что на полосе частот 2.5...2.7 ГГц достигается согласование $S_{1,1} \leq -15$ дБ, когда нагрузка выражается модулем коэффициента отражения $|\Gamma| = 0.9$. Изменяемость ёмкостей реализована путём параллельного добавления в цепь массива конденсаторов с фиксированными значениями, которые позволяют выставлять ёмкость с некоторой дискретой, как это происходит в двоичной системе счисления. Для настройки адаптивного согласователя применялся алгоритм на основе бинарного поиска.

Был разработан прототип аппаратной реализации на базе FPGA, который позволяет проследить за работой АСУ во времени, когда режим работы и излучаемый сигнал постоянно меняются. В рамках данного проекта была успешно произведена коррекция аналоговых модулей: уровень ошибок между принятыми сигналами двух аналоговых модулей уменьшился на 20 дБ.

Экспериментальные данные, собранные с лабораторной установки с программируе-

мым тюнером показали, что после адаптации согласующего устройства прирост излучаемой мощности составил 54% по сравнению с работой АСУ в режиме *bypass*. Эксперименты с реальными антенными показали, что можно достичь увеличения излучаемой мощности от в среднем на 14% до $\geq 30\%$ в зависимости от рабочей антенны. Также после алгоритма адаптации удалось увеличить полосу пропускания (где критерий $KCB \leq 2$) с изначальных 70 МГц до полных 200 МГц с центральной частотой 2.6 ГГц.

Тем не менее, проведённое исследование имеет ряд недостатков. Прежде всего, полученные результаты были получены с помощью VNA, зондирующий сигнал которого, не способен смоделировать реальные динамически изменяемые условия. Кроме того, структура согласователя такова, что он вносит ненулевое активное сопротивление, заранее ослабляя сигнал, идущий от усилителя.

В последующих исследованиях планируется устранить текущие недостатки, а также построить рабочий прототип аппаратной платформы согласователя импедансов на базе FPGA с реальными сигналами.

Список литературы

- [1] G. Cerri, R. De Leo, G. Rosellini. “Evaluation of electromagnetic power deposition in a spherical multilayer head in the near field of a linear antenna”. *Wireless Networks* **3** 6 (нояб. 1997), с. 499—510. DOI: [10.1023/A:1019110829496](https://doi.org/10.1023/A:1019110829496).
- [2] J. Toftgard, S.N. Hornsleth, J.B. Andersen. “Effects on portable antennas of the presence of a person”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* **41** 6 (1993), с. 739—746. DOI: [10.1109/8.250451](https://doi.org/10.1109/8.250451).
- [3] N. Kouveliotis и др. “Correlation between SAR, SWR and distance of a mobile terminal antenna in front of a human phantom: Theoretical and experimental validation”. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications* **17** 11 (янв. 2003), с. 1561—1581. DOI: [10.1163/156939303772681415](https://doi.org/10.1163/156939303772681415).
- [4] Giorgio Bacelli, John Ringwood, Petar Iordanov. “Impedance matching controller for an inductively coupled plasma chamber - L-type matching network automatic controller.” Янв. 2007, с. 202—207.
- [5] W.C.E. Neo и др. “Adaptive Multi-Band Multi-Mode Power Amplifier Using Integrated Varactor-Based Tunable Matching Networks”. *IEEE Journal of Solid-State Circuits* **41** 9 (2006), с. 2166—2176. DOI: [10.1109/JSSC.2006.880586](https://doi.org/10.1109/JSSC.2006.880586).
- [6] Qin Shen, N.S. Barker. “Distributed MEMS tunable matching network using minimal-contact RF-MEMS varactors”. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **54** 6 (2006), с. 2646—2658. DOI: [10.1109/TMTT.2006.872943](https://doi.org/10.1109/TMTT.2006.872943).
- [7] M. Anderson и др. *Digitally Tuned Electrically Small Antenna*. патент США 4343001. Авг. 1982. URL: <https://patentimages.storage.googleapis.com/a6/65/55/45aba7f3492fdc/US4343001.pdf>.
- [8] J. de Mingo и др. “An RF electronically controlled impedance tuning network design and its application to an antenna input impedance automatic matching system”. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **52** 2 (2004), с. 489—497. DOI: [10.1109/TMTT.2003.821909](https://doi.org/10.1109/TMTT.2003.821909).
- [9] P. Sjöblom, H. Sjoland. “Measured CMOS Switched High-Quality Capacitors in a Reconfigurable Matching Network”. *Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on* **54** (нояб. 2007), с. 858—862. DOI: [10.1109/TCSII.2007.901629](https://doi.org/10.1109/TCSII.2007.901629).

- [10] A. Bezooijen и др. “A GSM/EDGE/WCDMA adaptive series-LC matching network using RF-MEMS switches”. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of* **43** (нояб. 2008), с. 2259—2268. DOI: [10.1109/JSSC.2008.2004334](https://doi.org/10.1109/JSSC.2008.2004334).
- [11] C. Sanchez и др. “Design and Applications of a 300–800 MHz Tunable Matching Network”. *Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, IEEE Journal on* **3** (дек. 2013), с. 531—540. DOI: [10.1109/JETCAS.2013.2280806](https://doi.org/10.1109/JETCAS.2013.2280806).
- [12] A. S. Jurkov, A. Radomski, D. J. Perreault. “Tunable impedance matching networks based on phase-switched impedance modulation”. *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2017, с. 947—954. DOI: [10.1109/ECCE.2017.8095887](https://doi.org/10.1109/ECCE.2017.8095887).
- [13] K. Ogawa и др. “Automatic Impedance Matching of an Active Helical Antenna Near a Human Operator”. Т. 3. Нояб. 2003, 1271—1274 Vol.3. ISBN: 1-58053-834-7. DOI: [10.1109/EUMC.2003.1262889](https://doi.org/10.1109/EUMC.2003.1262889).
- [14] I. Ida и др. “An adaptive impedance matching system and its application to mobile antennas”. *2004 IEEE Region 10 Conference TENCON 2004*. Т. C. 2004, 543—546 Vol. 3. DOI: [10.1109/TENCON.2004.1414828](https://doi.org/10.1109/TENCON.2004.1414828).
- [15] M. Thompson, J.K. Fidler. “Fast antenna tuning using transputer based simulated annealing”. *Electronics Letters* **36** (апр. 2000), с. 603—604. DOI: [10.1049/el:20000502](https://doi.org/10.1049/el:20000502).
- [16] M. Alibakhshikenari и др. “Improved adaptive impedance matching for RF front-end systems of wireless transceivers”. *Scientific Reports* **10** (авг. 2020). DOI: [10.1038/s41598-020-71056-0](https://doi.org/10.1038/s41598-020-71056-0).
- [17] И. А. Малышкина. *Основы метода диэлектрической спектроскопии*. Москва: Физический факультет МГУ, 2012.
- [18] “IEC/IEEE International Standard - Measurement procedure for the assessment of specific absorption rate of human exposure to radio frequency fields from hand-held and body-mounted wireless communication devices – Part 1528: Human models, instrumentation, and procedures (Frequency range of 4 MHz to 10 GHz)”. *IEC/IEEE 62209-1528:2020* (2020), с. 1—284. DOI: [10.1109/IEEESTD.2020.9231298](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2020.9231298).
- [19] C. Gabriel. “Tissue equivalent material for hand phantoms”. *Physics in Medicine & Biology* **52** 14 (июнь 2007), с. 4205—4210. DOI: [10.1088/0031-9155/52/14/012](https://doi.org/10.1088/0031-9155/52/14/012).
- [20] J. B. Andersen, J. Ø. Nielsen, G. F. Pedersen. “Absorption Related to Hand-Held Devices in Data Mode”. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* **58** 1 (2016), с. 47—53. DOI: [10.1109/TEMC.2015.2504398](https://doi.org/10.1109/TEMC.2015.2504398).
- [21] I. Syrytsin и др. “Statistical Investigation of the User Effects on Mobile Terminal Antennas for 5G Applications”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* **65** 12 (2017), с. 6596—6605. DOI: [10.1109/TAP.2017.2681701](https://doi.org/10.1109/TAP.2017.2681701).
- [22] G. R. DeJean, S. Mercer. “Antenna Environment Impacts Efficiency and Radiation Pattern”. *High Frequency Electronics* **8** 8 (авг. 2009).

- [23] Ayman Saad, Ahmed Ibrahim, Hesham Hamed. "Close-proximity Effects of Metallic nearby Object on a Multi-band Slotted Microstrip Antenna". *International Conference on Aerospace Sciences and Aviation Technology* **16** (май 2015), с. 1—9. DOI: [10.21608/asat.2015.22957](https://doi.org/10.21608/asat.2015.22957).
- [24] Angelica Viola Marini и др. "Perfect Matching of Reactive Loads Through Complex Frequencies: From Circuit Analysis to Experiments". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* **70** 10 (2022), с. 9641—9651. DOI: [10.1109/TAP.2022.3177571](https://doi.org/10.1109/TAP.2022.3177571).
- [25] S.J. Orfanidis. *Electromagnetic Waves and Antennas*. Sophocles J. Orfanidis, 2016. URL: <http://eceweb1.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>.
- [26] M.S. Mirmoosa и др. "Time-Varying Reactive Elements for Extreme Accumulation of Electromagnetic Energy". *Physical Review Applied* **11** (янв. 2019). DOI: [10.1103/PhysRevApplied.11.014024](https://doi.org/10.1103/PhysRevApplied.11.014024).
- [27] Д. М. Сазонов. *Антенны и устройства СВЧ*. Москва: Издательство "Высшая школа", 1988. ISBN: 5-06-001149-6.
- [28] Zhijun Zhang. "Antenna Matching". *Antenna Design for Mobile Devices*. John Wiley & Sons, 2011. Гл. 2, с. 19—58. ISBN: 9780470824481. DOI: [10.1002/9780470824481.ch2](https://doi.org/10.1002/9780470824481.ch2).
- [29] D.M. Pozar. *Microwave Engineering, 4th Edition*. Wiley, 2011. ISBN: 9781118213636. URL: <https://books.google.ru/books?id=JegbAAAAQBAJ>.
- [30] *Digitally Tunable Capacitor (DTC) 100–3000 MHz*. PE64102. Peregrine Semiconductor. URL: <https://www.psemi.com/pdf/datasheets/pe64102ds.pdf>.
- [31] *Datasheet BAR63... BAR63-02V*. Infineon.