



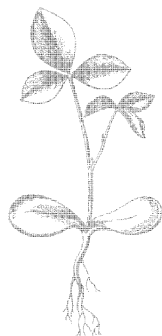
ИЗМЕРИТЕЛИ РАДИОПОМЕХ

ИЗМЕРИТЕЛИ РАДИОПОМЕХ

Под редакцией И. А. Ф а с т о в с к о г о



ИЗДАТЕЛЬСТВО «СВЯЗЬ»
МОСКВА 1973



Scan AAW

АВТОРСКИЙ КОЛЛЕКТИВ:

В. С. КОРЯКИН, Ю. В. КРАВЧУК, О. В. ЛЕБЕДЕВА
О. С. ТИХОНОВ, И. А. ФАСТОВСКИЙ, В. Ф. ФИРОВ,
Л. Я. ФРЕНКЕЛЬ

6Ф2.08

ИЗ7

УДК 621.317.743.4+621.317.346+621.391.823

ИЗ7 Измерители радиопомех. Под редакцией И. А. Фастовского. М., «Связь», 1973.

152 с. с ил.

На обороте тит. л. авторы: Корякин В. С., Кравчук Ю. В., Лебедева О. В. и др.

В книге рассматриваются современные требования к приборам для измерения радиопомех, принятые Международными организациями. Приведены методы расчета основных характеристик измерителя радиопомех, и на их основе дается обоснование характеристик. Рассматриваются методы контроля специфических характеристик измерителей помех. Дается описание серии отечественных измерителей помех I и II классов, лучших зарубежных измерителей помех, выпускаемых в ГДР, ПНР и ФРГ, для работы в диапазоне частот от 10 кГц до 1000 МГц.

Описываются принятые МСКР (МЭК) и СЭВ методы измерения радиопомех, создаваемых различными электро- и радиоустановками.

Книга предназначена для научных работников, радио- и электроинженеров и для работающих в области борьбы с радиопомехами.

И 0342—27 30—73
045(01)—73

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	4
Введение	5
1. УСТРОЙСТВО ИЗМЕРИТЕЛЯ РАДИОПОМЕХ, ЕГО ОСНОВНЫЕ УЗЛЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ	
1. Общие требования МСКР к измерителям радиопомех	9
2. Характеристики избирательности	12
3. Характеристики по перегрузке	19
4. Квазипиковый детектор и его роль при измерении радиопомех	20
5. Магнитоэлектрический индикаторный прибор и его роль при измерении радиопомех	32
6. Импульсная характеристика	39
7. Другие характеристики измерителя, влияющие на его точность	44
8. Использование в измерителе помех детекторов, отличных от квазипикового	47
2. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ РАДИОПОМЕХ, ПРИНЯТЫЕ МЕЖДУНА- РОДНЫМИ ОРГАНИЗАЦИЯМИ	
9. Значение различных видов измерений	53
10. Измерение напряжения радиопомех	57
11. Измерение напряженности поля радиопомех	65
12. Специальные методы измерения помех на укв	71
13. Измерение мощности радиопомех	76
3. ИЗМЕРЕНИЕ РАДИОПОМЕХ, СОЗДАВАЕМЫХ РАЗЛИЧНЫМИ ТИПАМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ	
14. Бытовые и подобные им электроприборы	82
15. Электроустройства промышленного назначения	86
16. Устройства с термостатическим и программным управлением, устрой- ства, генерирующие редкие импульсы помех (ИРИП)	88
17. Линии электропередач (ЛЭП)	90
18. Промышленные, научные и медицинские высокочастотные установки (ПНМ)	93
19. Автомобили и другие устройства с двигателями внутреннего сгорания	96
20. Радиоприемники и телевизоры	97
4. ИЗМЕРИТЕЛИ ПОМЕХ I КЛАССА	
21. Измеритель ПКЗ-7 на диапазон частот 10—150 кГц	101
22. Измеритель ПКЗ-3 на диапазон 0,15—30 МГц	105
23. Измеритель ПКЗ-4 на диапазон 30—300 МГц	113
24. Измерители напряженности поля и радиопомех ПКЗ-5 и ПКЗ-6 на диапазон 250—1000 МГц	116
25. Зарубежные измерители радиопомех	127
5. ИЗМЕРИТЕЛИ (ИСКАТЕЛИ) ПОМЕХ II КЛАССА	
26. Особенности измерителей II класса	139
27. Измеритель П4-12А на диапазон 0,15—30 МГц	140
28. Измеритель П4-13А на диапазон 30—300 МГц	146
Литература	150

ПРЕДИСЛОВИЕ

Борьба с промышленными радиопомехами, проводимая в рамках решения общей проблемы электромагнитной совместимости радиотехнических и электротехнических средств, выходит за пределы национальных интересов. Широкий экспорт и импорт разнообразных электротехнических устройств, являющихся источниками радиопомех, привел к необходимости установления международного регламента в части допустимых норм на радиопомехи и методов их контроля. В последние годы по линии Международного специального комитета по радиопомехам (МСКР) и Совета экономической взаимопомощи (СЭВ) были согласованы единые требования на приборы для измерения помех и методы измерения, а в настоящее время согласовываются единые нормы на допустимые помехи.

Принятые международные требования оказали существенное влияние на действующие в разных странах национальные стандарты, на развитие новых приборов для измерения помех и на методы измерения радиопомех. В связи с небольшим сроком, прошедшим после принятия международных рекомендаций, широкий круг специалистов, занимающихся и интересующихся техникой борьбы с радиопомехами, еще не получил достаточной информации по этим вопросам. Авторы стремились этой книгой помочь инженерам преодолеть возникающие трудности при использовании новых приборов и методов измерений радиопомех.

В книге изложены принципы измерения и контроля радиопомех, обосновываются и рассчитываются основные характеристики приборов, описываются современные методы измерения помех. Первая глава знакомит читателя с основными характеристиками измерителя радиопомех, отвечающего современным международным требованиям. Во второй и третьей главах описываются как общие методы измерений, так и частные методы измерений на отдельных источниках: электрических устройствах, линиях электропередач, приемниках, телевизорах, высокочастотных промышленных установках и пр. Четвертая и пятая главы содержат описание ряда новых приборов отечественного и зарубежного производства, разработанных в соответствии с международными рекомендациями.

В книге нашел отражение опыт, накопленный авторами при разработке отечественных приборов для измерения помех.

Введение, разд. 1—3 и параграф 25 написаны Фастовским И. А., параграф 21 написан Фировым В. Ф., параграфы 22 и 23 написаны совместно Корякиным В. С. и Лебедевой О. В., параграф 24 написан Кравчуком Ю. К., параграфы 26—28 написаны совместно Тихоновым О. С. и Френкелем Л. Я.

Отзывы и замечания по книге следует направлять в издательство «Связь» (Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2).

ВВЕДЕНИЕ

Бурное развитие всех отраслей промышленности с одновременным ростом средств радиосвязи привело к проблеме так называемой электромагнитной совместимости (ЭМС). Кратко она сводится к решению вопроса о том, как сделать возможной, совместимой одновременную работу большого комплекса радиотехнических средств, средств связи, радиовещания и телевидения без взаимного мешающего влияния одного радиотехнического устройства на другое, а также как сделать совместимой одновременную работу радиотехнических устройств с огромным количеством электрических, медицинских, транспортных и других устройств, не преднамеренно образующих при своей работе мешающие высокочастотные колебания.

Особенно острой проблема ЭМС становится в местах большого сосредоточения одновременно работающих радиотехнических и электротехнических устройств, как, например, на судах, на самолетах, в больших населенных пунктах и городах. Даже на небольших объектах, таких, как автомобиль, где нормальной работе установленного радиоприемника мешает система зажигания мотора, или частная квартира, где приему радиовещания и телевидения мешают рядом работающие электробытовые приборы, проблема ЭМС проявляется довольно остро.

Дальнейшее развитие различных видов радиосвязи и других радиотехнических средств невозможно без разрешения проблемы ЭМС. Поэтому в настоящее время ЭМС уделяется очень большое внимание. Проблема решается по многим направлениям, главными из которых являются: разработка помехоустойчивых радиотехнических средств (главным образом, средств связи); строгое ограничение излучения радиотехнических средств вне полосы частот, отведенных для их нормальной работы; создание оптимального регламента работы радиостанций, учитывающего их географическое расположение, время работы, рабочие частоты и пр.; подавление радиопомех, создаваемых так называемыми источниками промышленных радиопомех: электротехническими устройствами промышленного (моторы, генераторы, ртутные выпрямители и пр.) и бытового (электропылесосы, полотеры, холодильники, электроигрушки и пр.) назначений, высоковольтными линиями электропередач (ЛЭП), высокочастотными промышленными (для плавления, закалки), медицинскими (уВЧ терапия, диатермия) и научными (циклотроны, синхрофазотроны) установками (ПНМ), автомобилями, катерами и другими устройствами, использующими электрическую систему зажигания, электротранспортом и пр. Радиоприемники и телевизоры, являющиеся типичными радиотехническими устройствами, одновременно являются источниками инду-

стриальных радиопомех, поскольку первые образуют паразитные излучения гетеродина, а вторые, кроме гетеродина, — еще и паразитное широкополосное излучение системы развертки.

Подавление помех, создаваемых индустриальными источниками, в большинстве случаев не представляет собой какой-либо сложной технической задачи. Основным методом борьбы является подавление помех непосредственно в месте их возникновения, что осуществляется установкой помехоподавляющих конденсаторов, дросселей или фильтров на вводах проводов электропитания. Во многих случаях производятся экранирование источника помех и проводов электропитания и, очень часто, комбинированное помехоподавление, использующее помехоподавляющие устройства совместно с экранированием. Основная проблема подавления индустриальных радиопомех относится к области экономии, что объясняется следующим. При сравнительно небольшой стоимости помехоподавляющих устройств, необходимых для одного частного источника помех, общая сумма средств, затрачиваемая на помехоподавление массовых источников помех (выпускаемых в десятках и сотнях тысячах штук), очень велика. При этом любое рациональное помехоподавление, т. е. подавление помех на источнике не до нуля, а до некоторого допустимого предела, приводит в общегосударственном масштабе к значительной экономии народнохозяйственных средств. Имеются и другие экономические аспекты. Так, установка помехоподавляющих устройств на некоторых изделиях массового потребления приводит к увеличению их габаритов и ухудшению внешнего вида.

При непрерывно возрастающей конкуренции товаров на международных рынках изготовители товаров — источников радиопомех — в силу экономических соображений не всегда в достаточной мере осуществляют помехоподавление. Наконец, экономические соображения в ряде особых случаев, связанных с крупными или комплексными источниками радиопомех, вынуждают вообще отказываться от помехоподавления и находить другие пути разрешения ЭМС. Так, излучение мощных ПНМ установок, используемых в заводских условиях, в принципе, может быть локализовано экранированием больших помещений или целых корпусов. Однако стоимость подобного экранирования ставит под сомнение общую эффективность использования ПНМ установок в промышленности. Эта проблема решается путем выделения для мощных ПНМ установок специальных частот и осуществлением строгого контроля за их работой.

В большинстве промышленных стран, в том числе и СССР, были введены законы, ограничивающие допустимые уровни помех, создаваемые различными типами источников радиопомех.

Введение законов на первых порах способствовало значительному уменьшению общего уровня индустриальных радиопомех, улучшению качества радиовещания и телевидения. В дальнейшем, в связи с большим использованием радиотехнических средств, рос-

том промышленности, массовым выпуском разнообразных технических изделий — источников радиопомех — новых типов, проявлялось несоответствие действующих законов требованиям ЭМС. Кроме того, принятые в разных странах допустимые уровни радиопомех, да и сами критерии для численного определения и измерения этого уровня, существенно отличались друг от друга. Это привело к значительному усложнению обмена информацией по совершенствованию методов борьбы с радиопомехами между странами, а также к усложнениям в международной торговле.

В настоящее время ряд международных организаций направляет свою деятельность на объединение усилий ученых всех стран по разработке экономически эффективных методов борьбы с индустриальными радиопомехами, на разработку единых методов оценки радиопомех, единых методов контроля источников радиопомех, создание единых норм на допустимый уровень помех по отдельным группам источников радиопомех, единой технической терминологии в области радиопомех и пр. Среди таких организаций следует отметить Международный консультативный комитет по радио (МККР), Международную организацию радиовещания и телевидения (ОИРТ), Европейский союз радиовещания (ЕСР), Объединение социалистических стран по вопросам радиовещания и телевидения (ОСС) и др. Наиболее сосредоточенно и углубленно все вопросы, связанные с индустриальными радиопомехами, изучает Международный специальный комитет по радиопомехам (МСКР), входящий в состав Международного электротехнического комитета (МЭК).

Борьба с радиопомехами немыслима без точных и удобных в эксплуатации измерителей радиопомех; международная унификация норм на допустимые радиопомехи и обмен информацией невозможны без унификации методов измерения, без унификации основных характеристик измерителей радиопомех. МСКР уделяет большое внимание решению этих вопросов. К настоящему времени МСКР утвердил технические требования на измерители помех и методы измерений в диапазонах частот 10—150 кГц [1], 0,15—30 МГц [2, 3, 4], 30—1000 МГц [5, 6, 7], на измерители помех с детекторами, отличными от квазипиковых, рекомендации по новым методам измерения радиопомех [8] и пр. Техническое совершенство этих документов, отражение в них актуальных и современных нужд ЭМС и, наконец, высокий авторитет организации привели почти к повсеместной замене действующих в различных странах национальных требований на единые международные требования, отраженные в указанных выше документах. Подобный переход на международные требования осуществлен и в СССР заменой ранее действовавших требований на измерители и общие методы измерений, указанные в «Общесоюзных нормах на допустимые индустриальные радиопомехи» [9], требованиями трех новых стандартов [10, 11, 12].

Принятие единых международных требований на измерители радиопомех привело к необходимости выпуска новых типов измерителей радиопомех. К настоящему времени только в немногих странах закончена разработка измерителей помех по международным требованиям и еще в меньшем числе стран налажен их серийный выпуск. В СССР разработана серия новых измерителей помех I класса типов ПКЗ-3, ПКЗ-4, ПКЗ-5, ПКЗ-6 и ПКЗ-7 на весь нормируемый МСКР диапазон частот от 10 кГц до 1000 МГц и упрощенные малогабаритные измерители помех II класса [10] типов П4-12А и П4-13А на диапазон частот 0,15—300 МГц. Часть указанных измерителей (ПКЗ-5, ПКЗ-6, П4-12А, П4-13А) уже выпускается серийно, другие (ПКЗ-3, ПКЗ-4) — выпущены в небольшом количестве и используются только для исследовательских целей и контроля радиопомех в системе Министерства связи СССР. В ГДР разработаны и выпускаются серийные измерители помех FSM-6 и FSM-7 на общий диапазон частот 0,15—300 МГц. В ПНР выпускается измеритель помех ULMZ-3 на диапазон 30—300 МГц и подготавливается выпуск измерителя ПКЗ-7 (разработка СССР) на диапазон 10—150 кГц. Фирма «Сименс» (ФРГ) выпустила измеритель В 83 600 — В 80. Американские стандарты [13, 14, 15] до сих пор устанавливают требования на измерители помех и методы измерения помех, отличающиеся от требований МСКР, а американские фирмы еще не выпускают измерителей помех по международным требованиям. Имеются сведения лишь о том, что в новых приборах вводятся дополнительные устройства, позволяющие производить измерения с оценкой, близкой к принятой МСКР.

Переход на новые, так называемые международные измерители помех привел к определенным трудностям, обусловленным различием результатов, получаемых на старых и новых приборах при измерении импульсных радиопомех, необходимости пересчетов, необходимости установления новых норм на допустимые помехи на источниках и пр. В связи с общим усложнением измерителей радиопомех, увеличением их точности и нормированием ряда новых параметров усложняется и контроль самих измерителей помех. Старые приборы остаются пригодными для измерения синусоидальных радиопомех (от ПНМ установок), определения характеристик помехоподавляющих устройств, для относительных измерений и пр. Введение новых приборов приводит к необходимости пересмотра и уточнения методов измерения, соблюдение которых приводит к увеличению точности измерений.

В настоящей книге приводится описание основных требований МСКР и других международных организаций к измерителям радиопомех, анализируются необходимость и обоснованность этих характеристик, дается описание новых измерителей помех, выполненных по международным требованиям. В книге описываются также принятые в международной практике методы измерения радиопомех от источников индустриальных радиопомех.

1 УСТРОЙСТВО ИЗМЕРИТЕЛЯ РАДИОПОМЕХ, ЕГО ОСНОВНЫЕ УЗЛЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ

1. ОБЩИЕ ТРЕБОВАНИЯ МСКР К ИЗМЕРИТЕЛЯМ РАДИОПОМЕХ

Метод измерений радиопомех должен обеспечить получение объективной оценки мешающего действия радиопомех приему полезных радиосигналов. Поэтому предварительно следует уточнить, в чем проявляется мешающее действие радиопомех, при каких условиях, при передаче каких радиосигналов и т. д. Легче всего мешающее действие определяется в радиотелеграфии при приеме двоичных сигналов, ибо в этом случае могут быть даны только две оценки сигнала: «сигнал принят» или «сигнал не принят». Оценка качества принятых сигналов телевидения при наличии помех зависит от субъективного отношения зрителя; в этом случае объективная оценка может быть установлена приближенно путем сопоставления оценок, даваемых большим количеством разнообразных телезрителей (например, в баллах). Оценка мешающего действия какой-либо помехи при приеме одних радиосигналов, как правило, изменяется при приеме других радиосигналов.

МСКР выбрал одну определенную меру оценки мешающего действия промышленных радиопомех, а именно то мешающее действие, которое оказывает помеха «в среднем» (по баллам экспертов) приемам программ радиовещания. Оценка «в среднем» допускает толкование критерия измерения радиопомех в очень широких пределах, и поэтому ее следует конкретизировать заданием параметров такого «оценивающего» устройства, показания которого пропорциональны мешающему действию приему радиовещания на слух. В качестве оценивающего устройства МСКР выбрал «квазипиковый» вольтметр, характеризуемый определенной инерционностью восприятия — постоянной времени заряда детекторной цепи и определенной инерционностью последствия — постоянной времени разряда детекторной цепи.

Большая часть промышленных радиопомех образует в трактах приемника регулярные или, чаще, хаотически повторяющиеся импульсы. На основе ранних исследований, проведенных МСКР, было показано, что квазипиковый вольтметр с определенными постоянными времени дает правильную (т. е. пропорциональную) оценке «среднего» радиослушателя) оценку радиопомех при изменении средней частоты и амплитуды импульсов в очень широких пределах. В дальнейших исследованиях было показано, что еще более точную оценку может дать вольтметр эффективного значения. Последняя оценка оказалась удобной и для характеристики качества радиосвязи с различными видами модуляции, особенно при воздействии так называемых нормальных помех. Кроме оцен-

ки по эффективному значению, появился практический интерес к оценке по пиковому и среднему (по огибающей) значениям. Так, при измерении помех от систем зажигания (и других источников, образующих почти регулярные последовательности импульсов) может быть установлена определенная корреляция между показаниями пикового и квазипикового вольтметров и в этих случаях лучше использовать приборы с пиковыми вольтметрами, ибо они проще. Использование данных вольтметра среднего значения при сопоставлении с другими оценками позволяет проанализировать характер мешающей помехи.

В связи с указанными соображениями МСКР рекомендует [23], кроме квазипикового вольтметра, основными при измерении радиопомех использовать также вольтметры эффективного, пикового и среднего значений. Вольтметр, по показаниям которого определяются допустимые нормы на все виды источников радиопомех, по-прежнему оставлен квазипиковый. Это сделано по следующим соображениям:

- 1) показания квазипикового вольтметра хорошо согласуются с показаниями эффективного вольтметра при частотах следования импульсов, лежащих в диапазоне звуковых частот;
- 2) во многих странах накоплен большой практический опыт по применению квазипиковых вольтметров;
- 3) в эксплуатации находится большое количество измерителей с квазипиковыми вольтметрами.

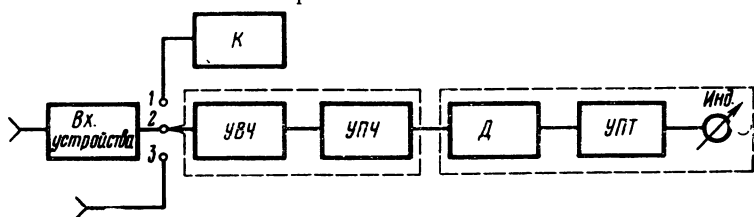


Рис. 1. Структурная схема измерителя радиопомех

На рис. 1 показана типовая структурная схема измерителя помех, рекомендуемая МСКР. Измеритель представляет собой высококачественный приемник со стабильными характеристиками, имеющий специальные устройства на входе и выходе для измерений. Входные устройства служат для присоединения приемника к источнику радиопомех. При измерении напряжения радиопомех входным устройством является эквивалент сети, а при измерении напряженности поля радиопомех — типовая антенна (или антенна с согласующим усилителем); при измерении мощности помех на входе измерителя устанавливаются специальные поглощающие клещи. В некоторых случаях допускается непосредственное подключение измерителя к проводам или клеммам источника помех.

Для создания необходимой избирательности по частоте и для усиления помех до величин, необходимых для работы оконечного

вольтметра, имеется линейный тракт, состоящий из *УВЧ* и *УПЧ*. Как правило, в измерителях помех *МСКР* должен использоваться супергетеродинный тракт, хотя это и не исключает использование усилителей прямого усиления при небольшом диапазоне частот. Линейный тракт измерителя помех должен обладать совершенно определенными характеристиками, ибо форма импульсных напряжений на выходе тракта в очень малой степени зависит от формы входных импульсов радиопомех (так как в большинстве случаев их длительность много меньше инерционности линейного тракта, определяемой как величина, обратная ширине полосы пропускания частот) и в очень сильной степени зависит от добротности используемых в тракте контуров, их количества и связи между ними. Кроме того, при недостаточной избирательности тракта помехи, существующие не на частоте измерений, а на любом из паразитных каналов (зеркальном, комбинационном, внеполосном и пр.), будут вносить существенную погрешность в измерение помех.

Вольтметр для отсчета показаний состоит из детектора *Д*, усилителя постоянного тока *УПТ* и индикаторного (обычно магнитоэлектрического, стрелочного) прибора *Инд*. В вольтметре происходит сложное нелинейное преобразование входных высокочастотных импульсов напряжения в медленно изменяющийся ток для отклонения стрелки индикаторного прибора. Тип используемого вольтметра в основном определяют схема детектора и установленные в ней инерционные интегрирующие элементы. Тип вольтметра чаще всего изменяется при помощи коммутации элементов схемы вольтметра.

Для калибровки измерителя помех используется калибратор *К*. Первичная калибровка измерителя помех производится по двум генераторам: синусоидальных сигналов и коротких видеоимпульсов, частота следования и уровень которых известны с большой точностью. По генератору синусоидальных сигналов устанавливается номинальное усиление измерителя, по генератору коротких видеоимпульсов проверяется правильность работы измерителя при измерении импульсных радиопомех. Применение последнего генератора обусловлено тем, что основной характеристикой измерителя помех является его импульсная характеристика, которая представляет собой функцию изменения показаний вольтметра измерителя помех в зависимости от частоты коротких импульсов постоянной амплитуды, подаваемых на вход измерителя. Импульсная характеристика проверяется в широких пределах от единичного импульса до частоты, соизмеримой с полосой пропускания линейного тракта. Показания измерителя помех выражаются в эффективном значении эквивалентного немодулированного синусоидального напряжения, которое, будучи приложенным ко входу измерителя, приводит к такому же показанию вольтметра, как и измеряемая помеха. Во время эксплуатации перед каждым измерением производится вторичная калибровка измерителя. Для этой

цели измеритель помех снабжен внутренним калибратором — генератором синусоидального напряжения или генератором коротких импульсов.

В измерителях помех МСКР не применяется система автоматического регулирования усиления, поскольку последняя оказывает значительное влияние на инерционные характеристики выходного вольтметра.

На те характеристики измерителя помех, которые обуславливают принятый метод измерения помех, МСКР распространяет технические условия. Все остальные характеристики, зависящие от конкретных условий применения, такие, как, например, диапазон измеряемых напряжений или напряженностей поля, эксплуатационные параметры и прочие, не регламентируются.

МСКР не регламентирует коэффициент перекрытия диапазона частот измерителя, однако устанавливает три следующих диапазона, в пределах которых все рабочие измерители помех должны иметь одинаковые характеристики: I — 10—150 кГц; II — 0,15—30 МГц; III — 30—1000 МГц. Разница в характеристиках измерителей I, II и III диапазонов обусловлена тем, что сами измерители в значительной степени имитируют наиболее характерные приемники каждого из этих диапазонов. Поэтому полосы пропускания частот измерителей помех выбраны близкими к полосам пропускания, используемым типовыми приемниками в каждом диапазоне, а последние значительно отличаются между собой. Так, ширина полосы пропускания на уровне минус 6 дБ составляет: в диапазоне I — 200 Гц, в диапазоне II — 9 кГц, в диапазоне III — 120 кГц.

2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ

Резонансные характеристики линейного тракта измерителя определяют форму и амплитуду импульсов на выходе вч тракта при подаче реальной помехи на его вход. Ниже даются определения характеристик и устанавливаются наиболее характерные соотношения, необходимые для

понимания работы измерителя помех.

Избирательность вч тракта наиболее полно характеризуется резонансной кривой (рис. 2) или соответствующей ей нормированной функцией

$$g(f) = \frac{G(f)}{G_0}, \quad (1)$$

где $G(f)$ — коэффициент усиления на частоте f , G_0 — коэффициент усиления на частоте f_0 . На средней частоте f_0

$$g(f_0) = 1.$$

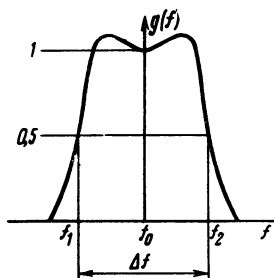


Рис. 2. Форма кривой избирательности

В практике измерения радиопомех используются следующие характеристики избирательности: ширина полосы на уровне минус 6 дБ — Δf , эффективная полоса $\Delta f_{эф}$ и импульсная полоса $\Delta f_{им}$. Полагая $g(f)=0,5$ и находя соответствующие частоты f_1 и f_2 , можно определить ширину полосы пропускания частот Δf на уровне минус 6 дБ (далее для краткости $\Delta f=f_2-f_1$ будем называть просто шириной полосы пропускания). Эффективная (или шумовая полоса) пропускания усилителя определяется следующим соотношением:

$$\Delta f_{эф} = \frac{1}{G_0^2} \int_0^{\infty} [G(f)]^2 df = \int_0^{\infty} g^2(f) df. \quad (2)$$

Импульсные помехи оцениваются по выходному напряжению, отражающему реакцию усилителя на входной очень короткий импульс. При анализе реакции измерителя обычно предполагается, что входной импульс имеет бесконечную амплитуду и нулевую длительность (δ -функция или функция Дирака), что физически нереально. Однако измеритель помех не может отличить импульс с равномерным широкополосным спектром частот от любого другого напряжения, имеющего частотный спектр с амплитудой и фазой, постоянными в полосе пропускания измерителя. В [16] показано, что при коротком импульсе (таком, что его длительность $\tau_i \ll \frac{1}{\Delta f}$) плотность спектра не зависит от формы, а определяется «площадью» (в вольт-секундах) импульса. В дальнейшем для удобства будем полагать, что на входе измерителя действуют прямоугольные импульсы с амплитудой U_i , длительностью τ_i и модулем спектральной плотности

$$\Phi = U_i \tau_i, \quad (3)$$

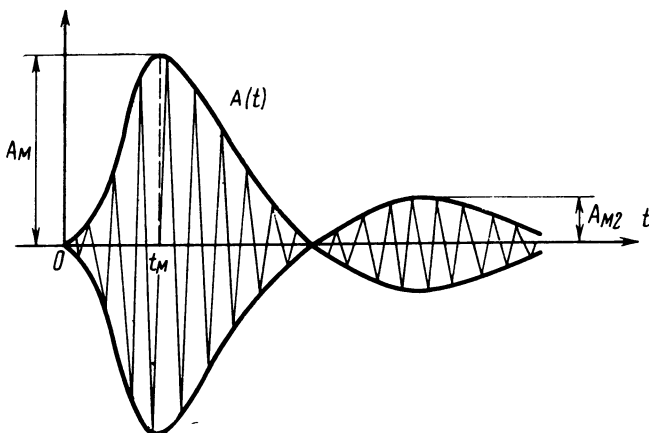


Рис. 3. Отклик тракта вч измерителя на короткий входной импульс

а реакцию измерителя будем определять по отношению к импульсу с нулевой длительностью. Если огибающая выходного напряжения (рис. 3) известна аналитически — $A(t)$ и если можно определить максимальное значение $A(t_M) = A_M$, тогда импульсная по- лоса пропускания

$$\Delta f_{\text{им}} = \frac{A_M}{\int_0^{\infty} A(t) dt} . \quad (4)$$

Избирательность усилительного тракта измерителя помех, так же как и любого супергетеродинного приемника, определяется уси- лителем промежуточной частоты; последний, в большинстве случаев, строится на базе нескольких идентичных полосовых фильтров¹⁾. Для полосового усилителя с n идентичными фильтрами (или n па- рами контуров) имеем [17]

$$g(\alpha) = \left[\frac{1 + \beta^2}{\sqrt{(1 + \beta^2)^2 - (\beta^2 - 1)\alpha^2 + \alpha^4}} \right] , \quad (5)$$

где $\alpha = 2Q \frac{f - f_0}{f_0}$ — относительная расстройка на частоте f ,

Q — добротность контуров,

$\beta = Q \frac{L}{M}$ — степень связи между контурами (L — индуктивность од- ного из связанных контуров, M — взаимная индукция).

Из (5), полагая $g(\alpha) = 1/2$, можно получить

$$\Delta f = \alpha_6 \frac{f_0}{Q} , \quad (6)$$

где

$$\alpha_6 = \sqrt{(\beta^2 - 1) + \sqrt{(\beta^2 - 1)^2 + (\beta^2 + 1)^2 (\sqrt{4} - 1)}} . \quad (7)$$

Подставляя (5) в (2), используя подстановку $x = \frac{\alpha}{\sqrt{\beta^2 + 1}}$ и имея в виду, что $2Q \gg 1$, определяем эффективную полосу

$$\Delta f_{\text{эф}} \approx \alpha_{\text{эф}} \frac{f_0}{Q} , \quad (8)$$

где

$$\alpha_{\text{эф}} = \sqrt{\beta^2 + 1} \int_0^{\infty} \frac{dx}{\left(1 - 2 \frac{\beta^2 - 1}{\beta^2 + 1} x^2 + x^4 \right)^n} . \quad (9)$$

¹⁾ Далее для простоты общий тракт увч и упч будем просто называть трак- том вч.

Уравнения (6) и (8) устанавливают соотношения между шириной полосы Δf и эффективной полосой $\Delta f_{\text{эф}}$ для различных β и n

$$\frac{\Delta f_{\text{эф}}}{\Delta f} = \frac{\alpha_{\text{эф}}}{\alpha_6}. \quad (10)$$

Рассчитанные по последнему уравнению соотношения показаны на рис. 4.

Отклик полосового усилителя с n идентичными фильтрами и усилением G_0 на воздействие единичного толчка с амплитудой U_i определяется следующим выражением [17]:

$$B(t) = \frac{U_i G_0}{Q} \frac{(1 + \beta^2)^n}{\beta^{2n-1}} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{(\beta z)^{\frac{n-1}{2}}}{(2n-2)!!} J_{n-\frac{1}{2}}(\beta z) e^{-z}, \quad (11)$$

где $z = \pi \frac{f_0}{Q} t = \frac{\pi}{\alpha_6} \Delta f t$, а $J_{n-1/2}(\beta z)$ — функция Бесселя порядка $n-1/2$.

Модуль плотности спектра единичного перепада U_i на частоте ω_0 равен U_i/ω_0 , а модуль плотности спектра очень короткого импульса с той же амплитудой равен $U_i \tau_i$. Поэтому отклик полосового усилителя на воздействие очень короткого импульса

$$A(t) = B(t) \tau_i \omega_0.$$

Необходимый для определения $\Delta f_{\text{им}}$ интеграл является табличным, т. е.

$$\int_0^{\infty} A(t) dt = 2\Phi G_0. \quad (12)$$

Тогда

$$\Delta f_{\text{им}} = \frac{A_m}{2\Phi G_0}. \quad (13)$$

Труднее обстоит дело с A_m , которое для большинства случаев можно рассчитать только численными методами. Аналогично предыдущему определяем

$$\Delta f_{\text{им}} = \alpha_{\text{им}} \frac{f_0}{Q} \quad (14)$$

Значения коэффициентов $\alpha_{\text{им}}$ и соотношения $\frac{\Delta f_{\text{им}}}{\Delta f}$ показаны на рис. 5 и 6. Функция на рис. 5 отображает изменение амплитуды отклика в зависимости от параметров усилителя. Рассмотрение

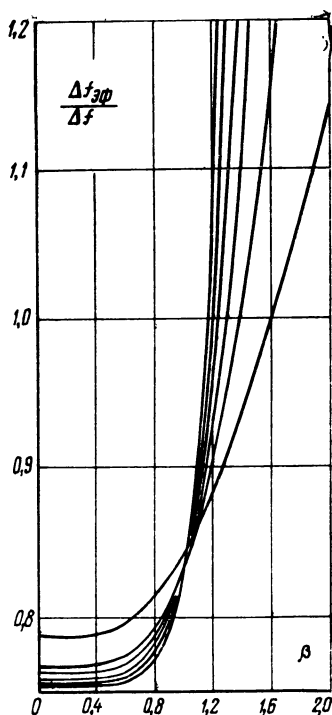


Рис. 4. Зависимость $\Delta f_{\text{эф}}/\Delta f$ от различных n (от 1—крайняя правая до 6 — крайняя левая кривая) и β

графика показывает, что при разном числе фильтров n и степени связи β амплитуда отклика (а тем самым и показания измерителя) при одном и том же коротком импульсе на входе может изменяться в очень широких пределах. Так как площадь под отгибающей импульса, как это видно из (12), остается постоянной вне зависимости от β и n , то при увеличении амплитуды A_m всегда происходит соответствующее укорочение импульса на выходе. Далее при-

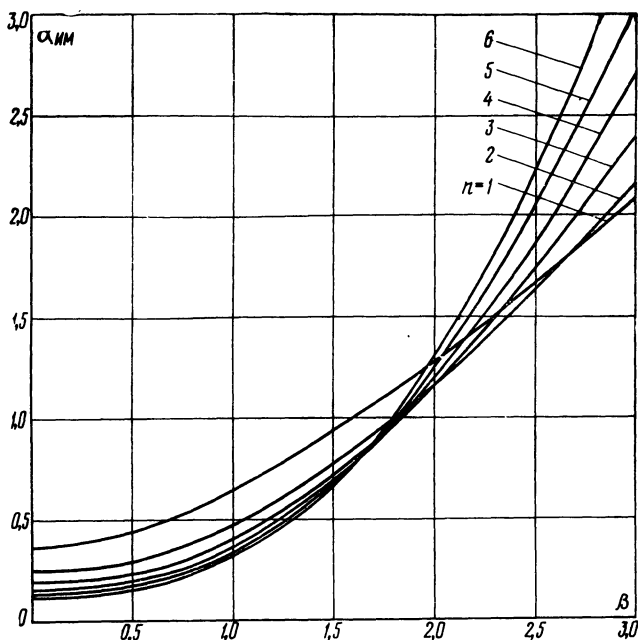


Рис. 5. Зависимость $\alpha_{ам}$ от различных n и β

рассмотрении работы детектора будет показано, что хотя коэффициент детектирования входных импульсов и зависит от площади, однако в более сильной степени он зависит от формы приложенных импульсов.

С целью получения идентичных по форме импульсов на выходе линейного тракта МСКР задает не только номинальную ширину полосы Δf , как это принято в радиоприемниках, но и полностью всю форму кривой избирательности линейного тракта. На рис. 7 показана сложная фигура (заштрихованная площадь), в пределах которой должны располагаться кривые избирательности измерителей помех для диапазонов I, II и III. По оси абсцисс отложена абсолютная расстройка по отношению к резонансной частоте f_0 , а по оси ординат — отношение входного напряжения $U_i(f)$ на частоте f к напряжению $U_i(f_0)$ на частоте f_0 , необходимое для того,

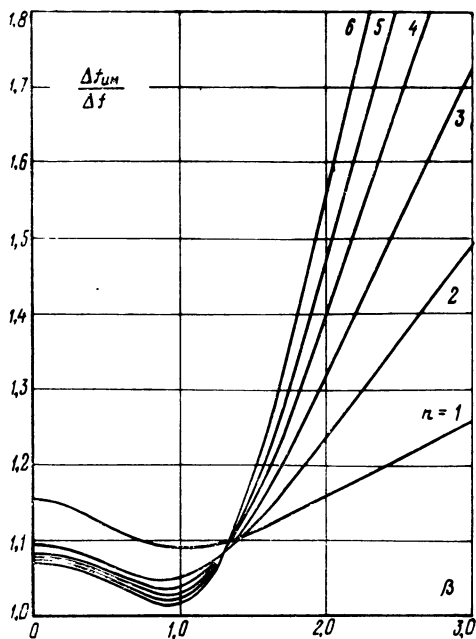


Рис. 6. Зависимость $\Delta f_{изм}/\Delta f$ от различных n и β

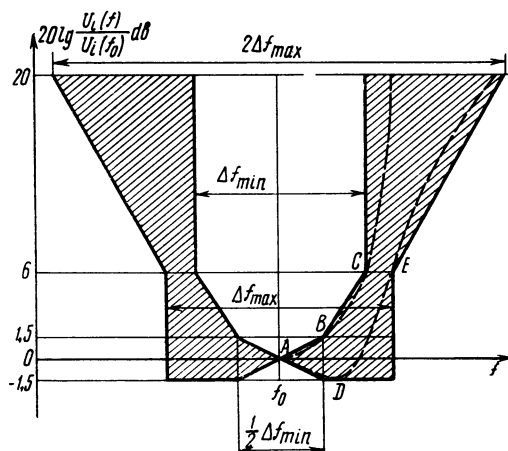


Рис. 7. Пределы для кривых общей избирательности

чтобы оба напряжения привели к образованию одинаковых напряжений на выходе. Значения требуемых МСКР номинальных, максимальных Δf_{max} и минимальных Δf_{min} полос пропускания приведены в табл. 1.

На рис. 7 пунктиром нарисованы две предельные кривые, определяющие техническую реализуемость требований МСКР. Кривая, проведенная через точки *A*, *B* и *C*, соответствует минимально воз-

Таблица 1

Диапазон	Δf_{min} кГц	Δf кГц	Δf_{max} кГц
I (10—150 кГц)	0,175	0,2	0,225
II (0,15—30 МГц)	8,0	9,0	10,0
III (30—1000 МГц)	100,0	120,0	140,0

Таблица 2

<i>n</i>	1	2	3	4
β_m	0,63	0,507	0,756	0,813
β_m	1,86	1,55	1,42	1,36

можной степени связи $\beta_m < 1$; кривая, проведенная через точки *A*, *D* и *E*, соответствует максимально возможной степени связи $\beta_m > 1$. В последнем случае кривая избирательности имеет двугорбый вид, причем величина «горбов» не превышает 1,5 дБ. Результаты анализа ур-ния (5) для разных *n* сведены в табл. 2.

Данные табл. 2 указывают на возможность выполнения заданных МСКР требований разными вариантами. По этому поводу имеются некоторые соображения. В обычных приемниках связь в контурах устанавливается в пределах $\beta = 1,2—1,5$. При этом форма кривой избирательности приближается к прямоугольнику, чем и достигается оптимальная избирательность по отношению к соседним каналам. В измерителях радиопомех величина $\beta > 1$ нежелательна, так как при этом напряжение отклика усилительного тракта (рис. 3) имеет значительную амплитуду второго лепестка A_{M2} , что приводит к большой погрешности измерения помех с редкими частотами следования импульсов. Из-за плохой избирательности по соседним каналам нежелательной является также величина $\beta < 1$. МСКР рекомендует в качестве избирательной системы использовать двухкаскадный ($n=2$) полосовой усилитель с критической ($\beta=1$) связью между контурами. В соответствии с этим определяются все необходимые для измерителя помех соотношения, хотя предполагается, что они могут быть выполнены разными путями, в том числе и таким, когда $\beta \neq 1$ и $n \neq 2$. При $\beta=1$ и $n=2$ необходимые формулы становятся максимально простыми:

$$A(t) = 4\Phi G_0 \omega_{\Delta} (\sin \omega_{\Delta} t - \omega_{\Delta} t \cos \omega_{\Delta} t), \quad (15)$$

где $\omega_{\Delta} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \Delta f$ — условная угловая частота;

$$\Delta f = \frac{\Delta f_{нм}}{1,05} = \frac{\Delta f_{эф}}{0,833}.$$

3. ХАРАКТЕРИСТИКИ ПО ПЕРЕГРУЗКЕ

Одна из специфических особенностей работы УПЧ в усилительном тракте измерителя — необходимость обеспечения линейности в очень широких пределах. Часто применяются термины «обеспечение запаса линейности» или «обеспечение запаса по перегрузке». Перегрузка в оконечных каскадах усилителей возникает при измерении помех в виде редко следующих друг за другом импульсов, а максимальная перегрузка — при измерении одного импульса. Рис. 8 поясняет образование перегрузки в раз-

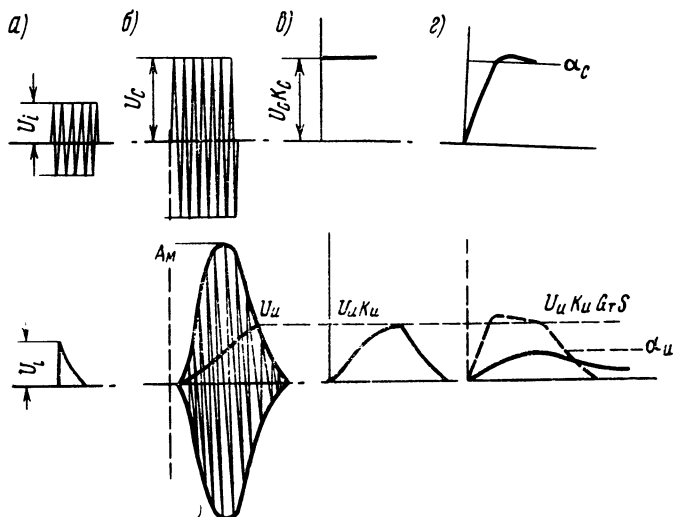


Рис. 8. Напряжения и токи при перегрузке измерителя помех:

а — на входе измерителя, б — на выходе УПЧ, в — на выходе детектора, г — угол отклонения стрелки индикаторного прибора

личных каскадах измерителя. В верхней части рисунка показаны основные напряжения и токи при измерении синусоидального сигнала. Входное пиковое напряжение U_i образует на выходе УПЧ усиленное напряжение U_c , а на выходе детектора — постоянное напряжение $U_c K_c$, где K_c — коэффициент детектирования синусоидального напряжения (обычно близок к единице). Проходя далее через усилитель постоянного тока, входное напряжение образует в цепи индикаторного прибора ток, отклоняющий стрелку на угол $\alpha_c U_c K_c S G_T$, где G_T — проводимость усилителя постоянного тока и S — чувствительность индикаторного прибора по постоянному току. При подведении ко входу измерителя одного короткого импульса с амплитудой U_i (нижняя часть рис. 8) на выходе УПЧ образуется импульс с амплитудой U_u , а на выходе детектора — импульс напряжения с амплитудой $U_u K_u$, где K_u — коэффициент детектирования импульсов. При одном импульсе $K_u \ll 1$. Ток из

УПТ поступает в индикаторный прибор, в результате чего образуется отклонение $\alpha_{\text{и}} = U_{\text{и}} K_{\text{и}} S G_{\text{т}} Y_{\text{М}}$, где $Y_{\text{М}}$ — коэффициент снижения показаний за счет инерционности индикаторного прибора. $Y_{\text{М}} < 1$, так как на индикаторный прибор действует кратковременный (по сравнению с его постоянной времени) импульс тока. Если добиться того, чтобы $\alpha_{\text{с}} = \alpha_{\text{и}} = \alpha_0$, где α_0 — отклонение на всю шкалу, то это будет означать, что через УПТ пройдет ток с пиковым значением, в $1/Y_{\text{М}}$ раз большим, чем в случае синусоидального сигнала, и что на выходе УПЧ образовалось напряжение $U_{\text{и}}$ с пиковым значением, в $\frac{K_{\text{с}}}{K_{\text{и}} Y_{\text{М}}}$ раз большим, чем в случае синусоидального сигнала $U_{\text{с}}$.

Таким образом, усилитель постоянного тока должен иметь запас линейности по отношению к номинальному синусоидальному сигналу

$$D_i = 1/Y_{\text{М}}, \quad (16)$$

а УПЧ — общий запас линейности

$$D = \frac{K_{\text{с}}}{K_{\text{и}} Y_{\text{М}}} = D_{\text{и}} D_i. \quad (17)$$

D_i принято называть запасом линейности по току, а

$$D_{\text{и}} = K_{\text{с}}/K_{\text{и}} \quad (18)$$

— запасом линейности по напряжению. Эти величины принято часто выражать в децибелах, т. е. $D' = 20 \lg D$.

Ниже будут даны расчеты необходимых запасов по перегрузке и соответствующие нормы МСКР.

4. КВАЗИПИКОВЫЙ ДЕТЕКТОР И ЕГО РОЛЬ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ РАДИОПОМЕХ

Вольтметр измерителя радиопомех определенным образом усредняет хаотическое напряжение помехи и дает ей оценку по мешающему действию. Последовательность измеряемых импульсов помехи усредняется инерционным вольтметром дважды: при прохождении через квазипиковый детектор и магнитоэлектрический стрелочный прибор. Оба типа усреднения, по сути, являются нелинейными преобразованиями измеряемой величины. Точная работа измерителя помех немыслима без сохранения идентичной работы обоих нелинейных преобразователей. Поэтому в настоящем параграфе анализируется работа квазипикового детектора, а в следующем — работа магнитоэлектрического прибора. Основными параметрами квазипикового детектора являются постоянная времени заряда $\tau_{\text{з}}$ и постоянная времени разряда $\tau_{\text{р}}$. Постоянная времени заряда представляет собой время, необходимое для того, чтобы при внезапно приложенном синусоидальном сигнале на вход измерителя напряжение на нагрузке детектора дос-

тигло 63,2% своего установившегося значения. Постоянная времени разряда численно равна времени, необходимому для того, чтобы при внезапно снятом сигнале напряжение на нагрузке детектора снизилось бы до 36,8% своего начального значения.

Эти формально установленные МСКР определения τ_3 и τ_p (так же, как и аналогичные определения во многих национальных стандартах по измерителям помех) базируются на упрощенном представлении работы квазипикового детектора. На рис. 9 показаны

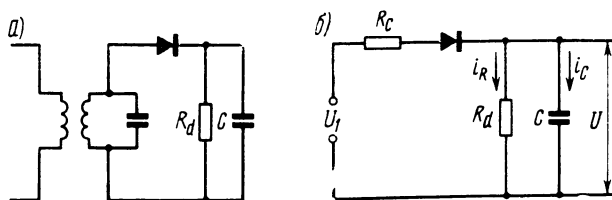


Рис. 9. Схемы квазипикового детектора:
а — реальная, б — эквивалентная

реальная и эквивалентная схемы квазипикового детектора. Сопротивление R_c равно эквивалентному сопротивлению контура во время резонанса. При анализе схемы квазипикового детектора обычно принимается, что сам детектор имеет идеальную линейно-ломаную характеристику. Такая аппроксимация оправдана тем, что к квазипиковому детектору подводится сравнительно большое напряжение и линейная аппроксимирующая дает удовлетворительную точность. Если ко входу эквивалентной схемы внезапно приложить постоянное напряжение U_1 , то напряжение на нагрузке детектора будет изменяться по экспоненте

$$U = U_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{R_c C}} \right). \quad (19)$$

Через время $t = \tau_3 = R_c C$ напряжение U достигнет величины

$$U = U_1 \left(1 - \frac{1}{e} \right) \approx 0,632 U_1.$$

Если в какой-либо момент при наличии на конденсаторе C начального напряжения U_0 отключить источник внешнего напряжения, то напряжение U начнет снижаться также по экспоненциальному закону

$$U = U_0 e^{-\frac{t}{R_d C}}. \quad (20)$$

Через время $t = \tau_p = R_d C$ напряжение U достигнет величины

$$U = U_0 \frac{1}{e} \approx 0,368 U_0.$$

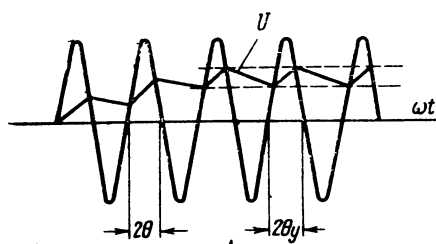


Рис. 10. Процесс детектирования синусоидального напряжения

При работе квазипикового детектора в режиме детектирования синусоидального напряжения или радиоимпульсов заряд емкости C происходит не по экспоненте, а по возрастающей ступенчатый. образом сложной кривой (рис. 10). При этом $\tau_3 \neq R_c C$. Что же касается разряда, то и при $U_1 < U$ он следует по экспоненте.

Рассмотрим работу инерционного детектора в трех наиболее характерных режимах: установление напряжения при непрерывном синусоидальном сигнале, регулярно следующих радиоимпульсах и хаотическом напряжении.

Детектирование незатухающего синусоидального напряжения

Для квазипикового детектора характерно неравенство $\tau_p \gg \tau_3 \gg \frac{1}{\omega}$, где ω — угловая частота приложенных напряжений. Пусть $U_0 = A \cos \omega t$. Напряжение U на конденсаторе C может быть найдено путем усреднения заряда и разряда за период $\frac{2\pi}{\omega}$. Имеем $i_c = C \frac{dU}{dt}$, $i_R = \frac{U}{R_d}$ и $i = i_c + i_R = \frac{1}{R_c} (A \cos \omega t - U) \theta < \omega t < -\theta$. Здесь θ равно половине угла отсечки во время заряда. Коэффициент детектирования $K_c = \frac{U}{A} = \cos \theta$. Заряд через диод в течение периода вч

$$q_c = \frac{U_{cp} 2\theta}{R_c \omega} = \frac{2A}{R_c \omega} (\sin \theta - \theta \cos \theta), \quad (21)$$

так как

$$U_{cp} = \frac{1}{2\theta} \int_{-\theta}^{\theta} (A \cos \omega t - U) d(\omega t) = \frac{A}{\theta} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \quad (22)$$

Разряд конденсатора за период

$$q_d = \frac{2\pi}{\omega} \frac{U}{R_d}. \quad (23)$$

Приращение напряжения за период

$$\Delta U = \frac{q_c - q_d}{C} = \frac{2\pi}{\omega} \frac{dU}{dt} = \frac{2A}{\omega R_c C} (\sin \theta - \theta \cos \theta) - \frac{2\pi U}{\omega R_d C}, \quad (24)$$

откуда

$$\frac{dU}{dt} + \frac{U}{R_d C} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi R_c C} A. \quad (25)$$

Дифференциальное уравнение (25) является исходным для установления зависимости K_c от t . Так как

$$\frac{dU}{dt} = \frac{dU}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = -A \sin \theta \frac{d\theta}{dt},$$

то

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{1 - \theta \operatorname{ctg} \theta}{\pi R_c C} + \frac{\operatorname{ctg} \theta}{R_d C} \quad \text{и} \quad (26)$$

$$\frac{t}{R_c C} = \pi \int_{\arccos K_c}^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{1 - \left(\theta + \frac{\pi R_c}{R_d} \right) \operatorname{ctg} \theta}. \quad (27)$$

Интеграл в (27) решается только численным интегрированием. Рассчитанная функция $K_c = f\left(\frac{t}{R_c C}\right)$ при разных $\frac{\pi R_c}{R_d}$ показана на рис. 11.

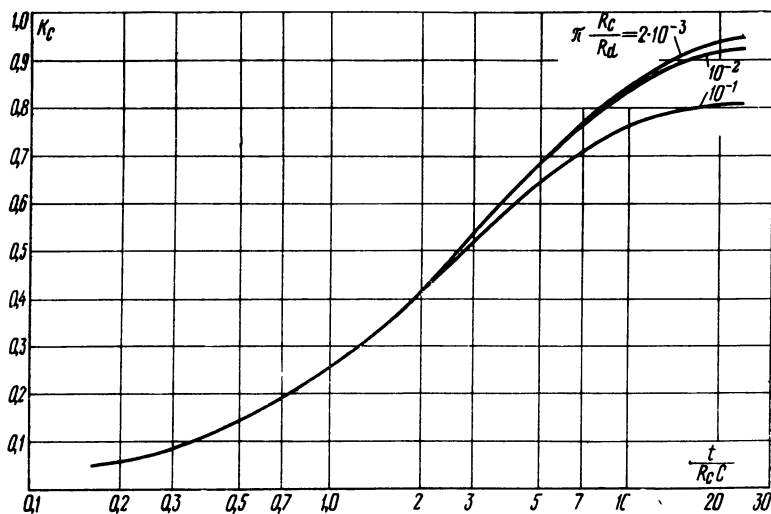


Рис. 11. Кривые напряжения при детектировании синусоидального напряжения

Из последних уравнений можно сделать ряд полезных приближений [18]. Так, для установившегося режима, полагая в (26) $\frac{d\theta}{dt} = 0$, получим

$$\operatorname{tg} \theta_y - \theta_y = \frac{\pi R_c}{R_d}. \quad (28)$$

При очень малых значениях R_c/R_d , имеющихся в измерителях, угол θ_y очень мал. Поэтому $\operatorname{tg} \theta_y \approx \theta_y + \frac{1}{3} \theta_y^3$. Конечный коэффициент детектирования

$$K_{cy} = \cos \theta_y \approx \cos \left(\sqrt[3]{3\pi \frac{R_c}{R_d}} \right). \quad (29)$$

τ_3 численно равно времени, когда $K_c = 0,632 K_{cy}$. Поэтому

$$\frac{\tau_3}{R_c C} = a = \pi \int_{\arccos(0,632 K_{cy})}^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{1 - \left(\theta + \frac{\pi R_c}{R_d} \right) \operatorname{ctg} \theta}. \quad (30)$$

Последняя формула определяет зависимость постоянной времени заряда от элементов схемы R_c и C :

$$\tau_3 = a R_c C. \quad (31)$$

На рис. 12 показаны значения a и K_{cy} при разных параметрах детектора, вычисленные по ф-лам (29) и (30). Графики рис. 12

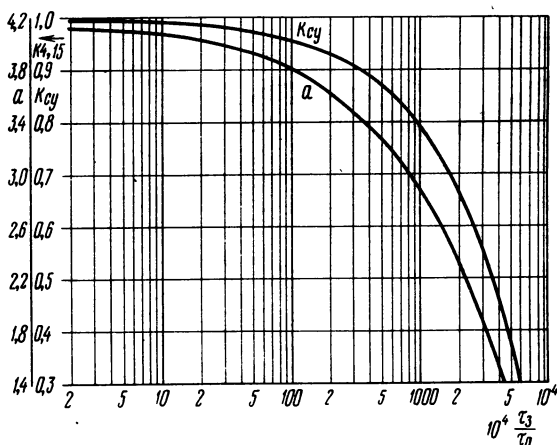


Рис. 12. Зависимость коэффициентов a и K_{cy} от τ_3/τ_0

позволяют вычислить необходимые параметры схемы измерителя помех при заданных его постоянных времени; они же используются при расчете отклика измерителя на воздействие регулярной последовательности импульсов.

Детектирование импульсов

Главной характеристикой квазипикового детектора, как же как и всего квазипикового вольтметра, является его импульсная характеристика, отображающая зависимость коэффициента

детектирования импульсов от частоты следования импульсов F . Вычислим сначала коэффициент детектирования одиночного импульса — $K_F(0)$. Для этого используем ур-ние (25), заменив в нем постоянное напряжение A функцией огибающей импульса $A(t)$ (рис. 13). Так как длительность импульса $\tau \approx \frac{1}{\Delta f} \ll \tau_s = aR_cC$, то выпрямленное к концу импульса напряжение U_0 будет малой ве-

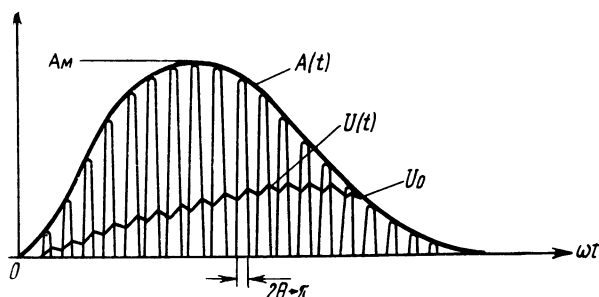


Рис. 13. Детектирование одиночного импульса

личной по сравнению с амплитудой импульса A_M . Следовательно, угол θ будет величиной, близкой к $\pi/2$. Полагая в (25) $\theta = \pi/2$, получаем приближенное уравнение

$$\frac{dU}{dt} = \frac{1}{\pi R_c C} A(t)$$

и

$$U_0 = \frac{1}{\pi R_c C} \int_0^{t_0} A(t) dt \approx \frac{1}{\pi R_c C} \int_0^{\infty} A(t) dt.$$

Используя ф-лы (4), (12) и (30), получим

$$K_F(0) = \frac{U_0}{A_M} = \frac{a}{\pi \tau_s \Delta f_{\text{нм}}} . \quad (32)$$

Формулы (29) и (32) позволяют вычислить коэффициент перегрузки по напряжению для одиночного импульса; расчет приведен в децибелах:

$$D'_n = 20 \log \frac{K_{cy}}{K_F(0)} = 20 \log \left[\frac{\pi}{a} \tau_s \Delta f_{\text{нм}} \cos \left(\sqrt[3]{\frac{3\pi}{a} \tau_s} \right) \right] . \quad (33)$$

В табл. 3 приведены заданные МСКР постоянные времени квазипикового детектора для разных диапазонов и полученные расчетным путем значения a , K_{cy} и D'_n .

Расчет импульсной характеристики измерителя можно провести на основе дифференциального ур-ния (25). Однако при сложных формах огибающей $A(t)$ появляется необходимость определения ряда очень сложных интегралов. Импульсные характеристики

ки измерителей помех, принятые МСКР, рассчитаны следующими более простыми методами, хотя и они в конечном итоге приводят к необходимости численного интегрирования.

Наиболее точен расчет «шаг за шагом». Метод иллюстрирует-ся рис. 14, на котором показан установившийся процесс во время выпрямления радиоимпульсов. Установившийся процесс характе-

Таблица 3

Диа-пазон	τ_z мсек	τ_p мсек	α	K_{cy}	$D'_и$
I	45	500	2,86	0,805	18,45
II	1	160	3,90	0,970	17,35
III	1	550	4,03	0,992	39,77

рен тем, что общее приращение напряжения за время заряда t_c на величину $\Delta U'$ равно снижению напряжения точно на такую же величину за время разряда t_d , так что суммарное приращение за период следования импульсов T равно нулю. Расчет «шаг за шагом» производится следующим обра-

зом. Задаваясь начальным напряжением U_0 в момент t_0 , последовательно подсчитываются приращения напряжения за каждый период промежуточной частоты и эти приращения добавляются к

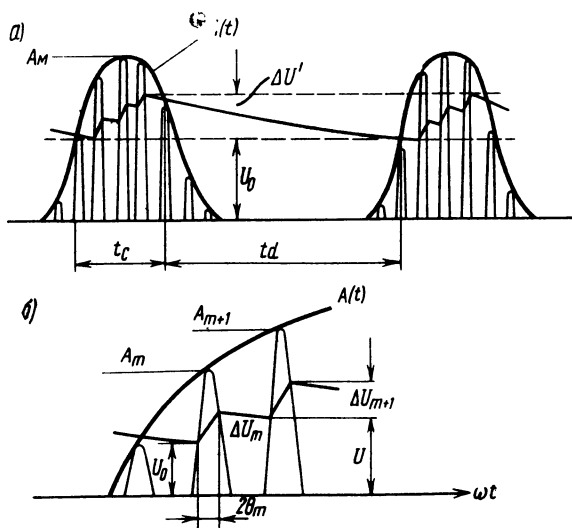


Рис. 14. Детектирование регулярной последовательности импульсов:

a — процесс между радиоимпульсами, b — процесс внутри радиоимпульса

U_0 . При расчете $\Delta U'$ используется ф-ла (24) с заменой в ней постоянной амплитуды A на амплитуду синусоидального напряжения A_m (см. рис 14) в рассматриваемом периоде и соответствующей заменой угла отсечки θ на такой угол θ_m , чтобы $\cos \theta_m = \frac{U}{A_m}$.

Из ур-ния (24) получим формулу для расчета приращения в течение периода вч:

$$\Delta U_m = \frac{2A_m}{\omega R_c C} \left\{ \sin \left[\arccos \left(\frac{U_0}{A_m} \right) \right] - \frac{U_0}{A_m} \left[\arccos \left(\frac{U_0}{A_m} \right) + \frac{\pi R_c}{R_d} \right] \right\}. \quad (34)$$

Для расчета приращения ΔU_{m+1} в течение следующего периода вч в предыдущей формуле надо заменить A_m на A_{m+1} и U_0 на $U_0 + \Delta U_m$. Расчет продолжается относительно всего промежутка времени t_c , пока выпрямленное напряжение не достигнет напряжения огибающей и диод перестанет проводить ток. После этого наступает экспоненциальный разряд через R_d , продолжающийся в течение времени t_d до тех пор, пока напряжение не достигнет вновь значения U_0 .

Если величина $\Delta U'$ известна, то

$$t_d = R_d C \ln \left(\frac{U_0 + \Delta U'}{U_0} \right). \quad (35)$$

Коэффициент выпрямления на частоте $F = \frac{1}{t_c + t_d}$ определяется как отношение среднего за период напряжения к амплитуде A_m :

$$K_F = \frac{F}{A_m} \int_{t_0}^{t_0 + \frac{1}{F}} U dt. \quad (36)$$

Задаваясь другими начальными значениями U_0 , можно рассчитать другие точки импульсной кривой.

Анализируя использованный выше метод, следует отметить, что результат расчета оказывается зависимым от ширины полосы Δf , формы огибающей импульса $A(t)$, постоянных схемы R_c , R_d и C и промежуточной частоты $\frac{\omega}{2\pi}$. Однако последний фактор имеет

второстепенное значение, так как ω влияет лишь на расчет приращения ΔU в течение одного периода вч. Если при той же огибающей увеличить ω вдвое, то индивидуальные приращения уменьшатся вдвое, но их общее количество вдвое возрастет. Эти соображения указывают на целесообразность принятия низкой промежуточной частоты при расчетах. Однако самая низкая частота может быть взята такой, чтобы при этом приращении ΔU составляло небольшую часть от A_m .

Результаты приведенного расчета показаны на рис. 15, где по оси абсцисс отложена относительная частота $r = FR_d C$, а по оси ординат — коэффициент детектирования импульсов K_F . Кривые рассчитаны при разных параметрах $\lambda = \Delta f R_c C$ в пределах практически используемых величин от 0,025 до 2,5 и $\eta = R_c / R_d$ в пределах от 0,1 до 0,001.

Результаты расчета, полученные описанным методом, очень точные. Вместе с тем при проектировании и контроле измерителей

помех, при анализе реакции измерителя помех на еще более сложные последовательности импульсов (такие, например, которые образуют реальные источники радиопомех) возникает необходимость пересчета для различных параметров схемы и характеристик входного сигнала. Проводить повторные или дополнительные расчеты

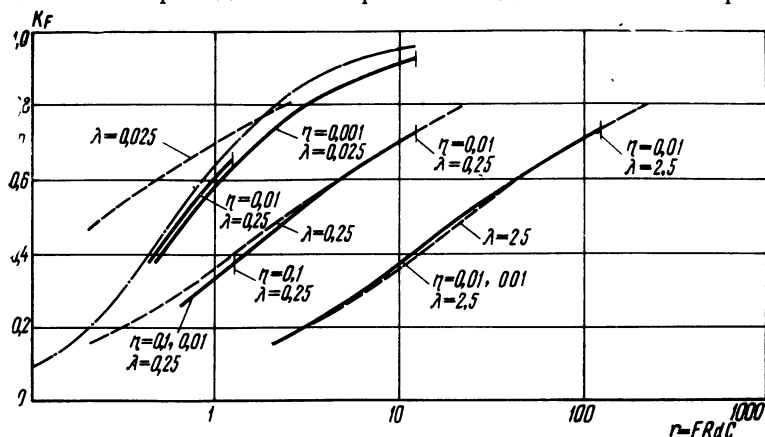


Рис. 15. Импульсные характеристики квазипикового детектора

по методу «шаг за шагом» в этих случаях оказывается чрезвычайной сложности. Поэтому в основу импульсных характеристик измерителей помех МСКР положил так называемую «универсальную импульсную характеристику», одновременно пригодную для всех рассматриваемых диапазонов и легко пересчитываемую для всех практических случаев [19]. У большинства измерителей помех

$\frac{1}{\Delta f} \ll \tau_z \ll \tau_p$, в силу чего не только приращение напряжения ΔU в течение периода ω_c много меньше среднего напряжения U_0 , но и приращение напряжения $\Delta U'$ в течение зарядного периода радиоимпульса также много меньше U_0 . Это позволяет полагать среднее напряжение U_{cp} при выпрямлении импульсов ω_c [см. ф-лу (22)] постоянным в течение периода заряда от t_0 до $t_0 + t_c$. По аналогии с предыдущим рассчитываем общий заряд через диод в течение периода $n\tau$ (т. е. от t_0 до $t_0 + t_c$)

$$Q_c = \frac{\varepsilon_{cp} t_c}{R_c}, \quad (37)$$

где

$$\varepsilon_{cp} \approx \frac{1}{t_c} \int_{t_0}^{t_0+t_c} \frac{\theta}{\pi} U_{cp} dt. \quad (38)$$

Разряд конденсатора за период $n\tau$ (между радиоимпульсами)

$$Q_d = \frac{U}{R_d F}. \quad (39)$$

В установившемся режиме $Q_c = Q_d$, поэтому с учетом (22)

$$U = \frac{R_d F}{\pi R_c} \int_{t_0}^{t_0+t_c} A_m (\sin \theta - \theta \cos \theta) dt =$$

$$= U \frac{R_d F}{\pi R_c} \int_{t_0}^{t_0+t_c} \left[\frac{A_m}{U} \sin \left(\arccos \frac{U}{A_m} \right) - \arccos \frac{U}{A_m} \right] dt. \quad (40)$$

Исключая из правой и левой частей U и вводя постоянную $\delta_0 = \pi \Delta f$, получим

$$\frac{\pi^2 R_c \Delta f}{R_d F} = \int_{\delta_0 t_0}^{\delta_0 (t_0+t_c)} \left[\frac{A_m}{U} \sin \left(\arccos \frac{U}{A_m} \right) - \arccos \frac{U}{A_m} \right] d(\delta_0 t) = \varphi \left(\frac{U}{U_m} \right). \quad (41)$$

Интеграл вычисляется по исходному уравнению огибающей путем подстановки

$$\frac{U}{A_m} = \frac{A(t)}{A_m}.$$

Функция $\varphi(U/U_m) = \pi \xi$, где

$$\xi = \frac{\pi R_c \Delta f}{R_d F} = \frac{\pi \tau_a \Delta f}{a \tau_p F} \quad (42)$$

определяет универсальную импульсную характеристику и ее зависимость от R_c , R_d и Δf . Универсальная кривая при огибающей, определяемой ф-лой (15), показана на рис. 16.

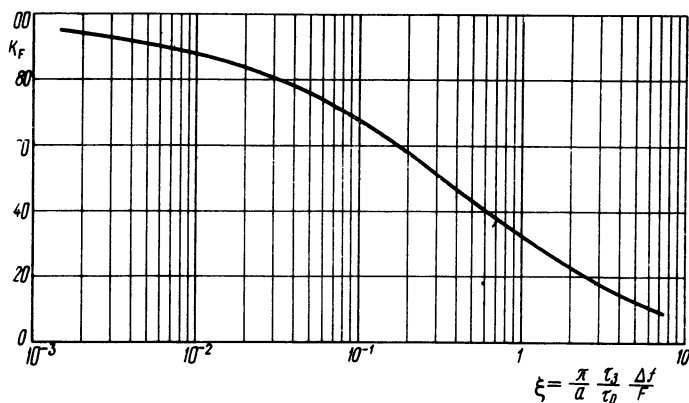


Рис. 16. Универсальная импульсная характеристика квазишико-вого детектора

Проведем оценку универсальной импульсной характеристики. Характеристика выведена в предположении, что в течение зарядной части импульса приращение напряжения остается много мень-

шим среднего значения напряжения. Это положение может не соблюдаться в следующих случаях: 1) когда постоянная τ_z ненамного больше эффективной длительности $\frac{1}{\Delta f}$; 2) когда постоянная τ_p соизмерима с периодом следования импульсов. Первый случай в измерителях МСКР исключается. Что же касается второго случая, то он действительно ограничивает область использования универсальной кривой в области очень низких частот следования импульсов. На рис. 15 для сравнения также нанесены универсальные кривые. Из сопоставления универсальных и ранее полученных точных кривых видно, что погрешность универсальных кривых везде удовлетворительна, за исключением участка с частотами следования ниже 2 Гц (с относительными частотами f ниже единицы). Для общей оценки следует иметь в виду, что в диапазоне I $\lambda=2$, $\eta=0,2$; в диапазоне II $\lambda=2,0$, $\eta=0,002$ и в диапазоне III $\lambda=30$, $\eta=0,0005$.

По графику рис. 16 без труда могут быть рассчитаны импульсные характеристики квазипиковых детекторов для всех трех диапазонов. При известных параметрах измерителя (см. табл. 3) для каждой частоты F подсчитывается коэффициент ξ и по графику берется соответствующее K_F . Затруднения возникают лишь на редких частотах следования импульсов, для которых универсальная кривая не рассчитана (так как она дает большую погрешность). Однако нам известен коэффициент детектирования одиночного импульса [см. ф-лу (32)], а это позволяет осуществить достаточно точное интерполирование. Общие результаты расчета K_F приведены в табл. 4.

Таблица 4

Диа-пазон	K_F на частоте F , Гц										
	0	1	2	5	10	20	25	50	60	100	1000
I	0,096	0,096	0,12	0,17	0,23	—	0,36	—	0,51	0,58	—
II	0,13	0,132	0,133	—	0,14	0,22	—	0,34	—	0,45	0,77
III	0,01	0,013	0,016	—	0,05	0,086	—	0,161	—	0,25	0,605

Детектирование гладкого (белого) шума

Во многих случаях измеряемая помеха по своей амплитудно-временной структуре представляет собой хаотическое напряжение, мгновенные значения которого подчиняются нормальному закону

$$dW_u = \frac{1}{\sqrt{2\pi}E} \exp \left[-\frac{u^2}{2E^2} \right] du, \quad (43)$$

где dW — вероятность того, что величина мгновенного напряжения может находиться в пределах от u до $u+du$,

E — эффективное (среднеквадратичное) значение напряжения помехи

$$E^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T u^2 dt = \int_0^{\infty} P(f) df,$$

$P(f)$ — спектр мощности хаотического напряжения. Если энергия хаотического напряжения распределена равномерно по диапазону частот, то $P(f)$ — постоянная (независящая от частоты) величина; в этом случае помеху называют белым шумом.

При прохождении через линейный тракт характер белого шума не изменяется. В этом случае связь между мощностями шумов на входе и выходе линейного тракта характеризуется следующим соотношением:

$$E^2 = \int_0^{\infty} 2P_i(f) [G(f)]^2 df = 2G_i^2 P_i(f) \Delta f_{\text{эф}}. \quad (44)$$

Распределение амплитуд огибающей на входе детектора при этом подчиняется закону Рэлея:

$$dW_A = \frac{A}{E^2} \exp\left(-\frac{A^2}{2E^2}\right) dA. \quad (45)$$

Выше было показано, что при детектировании радиопульсов с постоянной амплитудой процесс установления определялся трансцендентным уравнением (28), которое связывает угол отсечки θ_y в режиме установления с постоянными схемы R_c/R_d . В данном случае можно использовать аналогичный подход, имея лишь в виду то, что вследствие непостоянства амплитуды A необходимо усреднение по времени с учетом известного закона распределения амплитуд. Итак,

$$\frac{\pi R_c}{R_d} = \overline{\operatorname{tg} \theta_y - \theta_y} = \int_0^{\infty} (\operatorname{tg} \theta_y - \theta_y) dW_A. \quad (46)$$

Введем обозначения: $K_{\text{ш}} = \frac{U}{\sqrt{2} E}$ — коэффициент детектирования шума, $\operatorname{tg} \theta_y = x$, $U = A \cos \theta_y$. Тогда

$$\begin{aligned} \frac{R_c}{R_d} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} 2K_{\text{ш}}^2 x (x - \operatorname{arc} \operatorname{tg} x) \exp[-K_{\text{ш}}^2 (x^2 + 1)] dx = \\ &= \frac{1}{2\sqrt{2\pi} K_{\text{ш}}} \exp(-K_{\text{ш}}^2) - \frac{2}{\pi} K_{\text{ш}}^2 \int_0^{\infty} x \operatorname{arc} \operatorname{tg} x \exp[-K_{\text{ш}}^2 (x^2 + 1)] dx. \end{aligned}$$

Решая интеграл разделением переменных, получаем

$$\frac{R_c}{R_d} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{\pi} K_{\text{ш}}} \exp(-K_{\text{ш}}^2) + \operatorname{erf} K_{\text{ш}} - 1 \right], \quad (47)$$

где $\text{erf } K_{\text{ш}} = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{K_{\text{ш}}} e^{-x^2} dx$ — интеграл вероятности. На рис. 17 пред-

ставлен график зависимости $K_{\text{ш}}$ от $\frac{R_i}{R_d} = \frac{\tau_3}{a \tau_p}$. Из графика видно, что выпрямленное напряжение может значительно превышать эффективное значение шума и, таким образом, квазиликовый вольт-

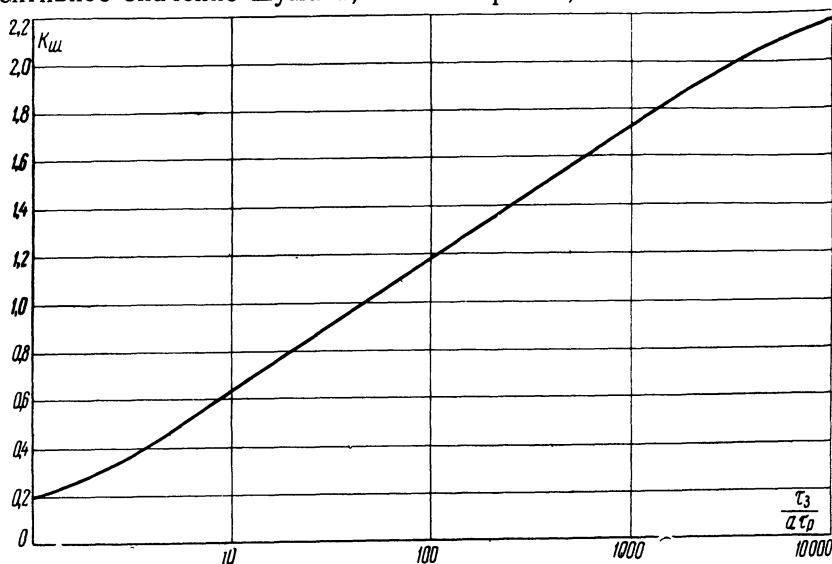


Рис. 17. Коэффициент выпрямления при детектировании белого шума

метр измеряет не среднее значение огибающей, а некоторое псевдопиковое значение, которое на практике может в несколько раз превышать эффективное значение.

5. МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ИНДИКАТОРНЫЙ ПРИБОР И ЕГО РОЛЬ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ РАДИОПОМЕХ

Почти во всех измерителях помех в качестве индикаторного устройства используется магнитоэлектрический стрелочный прибор. Индикаторный прибор является частью инерционного вольтметра и вместе с инерционным детектором служит для соответствующего преобразования хаотической последовательности импульсов напряжения, образуемых источниками радиопомех на входе измерителя, в постоянное или медленно изменяющееся показание измерителя помех. В измерителях радиопомех индикаторные приборы работают под воздействием сложной последовательности импульсов тока. Импульсная характеристика измерителя по-

мех в значительной степени зависит от инерционных свойств индикаторного прибора.

Для повышения точности индикаторных приборов некоторые их специфические параметры нормированы. Ниже рассматривается теория работы магнитоэлектрических индикаторных приборов в импульсном режиме, служащая для получения исходных данных для расчета измерителей.

Рассмотрим общее уравнение движения подвижной системы прибора, связанной со стрелкой-указателем. При вращательном движении тела производная момента количества движения равна сумме моментов, действующих на вращающееся тело. Характеризуя движение подвижной системы углом отклонения стрелки прибора α и имея в виду, что момент количества движения равен $J \frac{d\alpha}{dt}$, где J — момент инерции, указанный выше закон может быть написан в следующем виде:

$$J \frac{d^2 \alpha}{dt^2} = M_1 - M_2 \pm M_3 - M_4, \quad (48)$$

где $M_4 = P_c \frac{d\alpha}{dt}$ — момент успокоения;

P_c — коэффициент;

M_3 — момент трения (для приборов, у которых подвижная часть укреплена на подвесе или растяжках, он очень мал и практически равен нулю);

M_2 — противодействующий момент (для приборов, в которых противодействующий момент создается подвесом, растяжками или пружиной, $M_2 = W\alpha$, где W — удельный противодействующий момент);

$M_1 = WSI$ — момент вращения подвижной системы;

S — коэффициент чувствительности;

I — величина тока, протекающего через прибор.

Таким образом, имеем

$$\frac{d^2 \alpha}{dt^2} + \frac{P_c}{J} \frac{d\alpha}{dt} + \frac{W}{J} \alpha = \frac{W}{J} SI.$$

Движение стрелки прибора может характеризоваться следующими двумя параметрами:

$\tau_n = \sqrt{\frac{J}{W}}$ — баллистическая постоянная времени;

$\beta = \frac{P_c}{2\sqrt{JW}}$ — степень демпфирования.

Введем обозначения:

I_M — ток, соответствующий максимальному отклонению стрелки

$$\alpha_M' = SI_M;$$

$y = \alpha/\alpha_M$ — относительное отклонение;

$x = t/\tau_n$ — относительное время;

$i(x) = I/I_M$ — нормированная функция тока.

При этом уравнение движения приобретает следующий простой вид:

$$\frac{d^2 y}{dx^2} + 2\beta \frac{dy}{dx} + y = i(x). \quad (49)$$

Теперь можно рассмотреть характер отклонения прибора под воздействием различных форм тока [20]. В случае идеального прямоугольного перепада (толчка)

$$i(x) = \begin{cases} 0 & \text{при } x < 0, \\ 1 & \text{при } x \geq 0. \end{cases}$$

При нулевых начальных условиях решение уравнения (49) получим в следующем операторном виде:

$$y = \frac{1}{p^2 + 2\beta p + 1}.$$

В зависимости от степени демпфирования β возникают три режима:

1) $\beta > 1$ — аperiодический режим:

$$y = 1 - \frac{1}{\sqrt{\beta^2 - 1}} e^{-\beta x} \operatorname{sh} [\sqrt{\beta^2 - 1} x + \operatorname{Ar ch} \beta]; \quad (50)$$

2) $\beta = 1$ — критический режим:

$$y = 1 - e^{-x} (1 + x); \quad (51)$$

3) $\beta < 1$ — периодический режим:

$$y = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \beta^2}} e^{-\beta x} \sin [\sqrt{1 - \beta^2} x + \arccos \beta]. \quad (52)$$

На рис. 18 приведены графики отклонения y для трех указанных режимов. Из графиков видно, что при $\beta \geq 1$ время установления

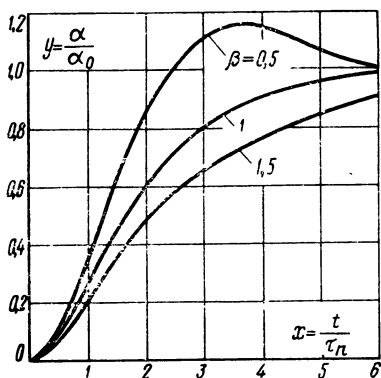


Рис. 18. Установление отклонения индикаторного прибора при различной степени демпфирования

стрелки в положение устойчивого равновесия тем меньше, чем меньше β ; при $\beta < 1$ происходит затухающий колебательный процесс с угловой частотой

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} = \sqrt{1 - \beta^2} \frac{1}{\tau_n}. \quad (53)$$

С точки зрения измерителей по- мех желательным было бы использование приборов с минимальным временем установления, т. е. минимальным β . Однако при $\beta < 1$ колебательный характер движения стрелки значительно затрудняет измерения. Поэтому оптимальным представляется ис-

пользование приборов с критическим демпфированием, т. е. с $\beta = 1$. На практике используются приборы со степенью демпфирования, близкой, но все же меньшей единицы. Дело в том, что характер кривой установления при $\beta = 1$ принципиально ничем не отличается от случаев $\beta > 1$, вследствие чего отрегулировать прибор под критическое демпфирование и установить этот факт при помощи контрольных приборов представляет значительные трудности. При $\beta < 1$ появляются характерные выбросы стрелки сверх установившегося значения, по величине которых можно судить о степени приближения β к единице. Если обозначить через α_1 максимальный выбег стрелки за установившееся значение α_0 , то

$$\beta = \frac{\ln(\alpha_1/\alpha_0)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2(\alpha_1/\alpha_0)}}. \quad (54)$$

Уравнение (54) и соответствующий ему график рис. 19 используются для экспериментального определения степени демпфирования β .

Уравнение (53) позволяет дать формальное определение баллистической постоянной прибора: τ_n численно равна периоду свободных колебаний, умноженному на коэффициент $\frac{1}{2\pi} \sqrt{1-\beta^2}$.

Теперь рассмотрим работу прибора под действием идеального экспоненциального импульса (рис. 20). «Идеальность» импульса

понимается в смысле того, что его передний фронт образуется скачком тока от нуля до единицы. В измерителях радиопомех такое допущение возможно потому, что длительность переднего фронта снимаемого с детектора напряжения близка к τ_n и поэтому много меньше τ_n . Поэтому индикаторный прибор реагирует на передний фронт напряжения, снимаемого с детектора, так же, как на скачок напряжения. Введем относительную постоянную $\gamma = \tau_n/\tau_p$. Тогда для уравнения тока получим

$$i(x) = \begin{cases} 0 & \text{при } x < 0, \\ e^{-\gamma x} & \text{при } x \geq 0. \end{cases}$$

Используя (49), получим решение в операторной форме

$$y = \frac{p}{(p + \gamma)[(p + \beta)^2 + (1 - \beta^2)]}$$

или в виде

$$y = \frac{e^{-\gamma x}}{1 - 2\beta\gamma + \gamma^2} \left\{ 1 - e^{-(\beta-\gamma)x} \left[\frac{\beta-\gamma}{\sqrt{1-\beta^2}} \sin(\sqrt{1-\beta^2}x) + \cos(\sqrt{1-\beta^2}x) \right] \right\}. \quad (55)$$

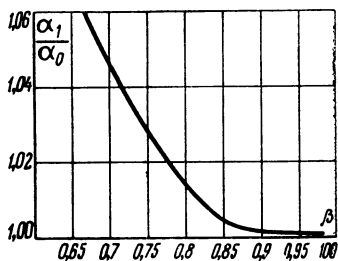


Рис. 19. Зависимость β от α_1

Анализ (55) показывает, что кривая установления имеет одну экстремальную точку (x_3, y_3) , причем

$$y_3 = \frac{e^{-\beta x_3}}{\gamma \sqrt{1-\beta^2}} \sin(\sqrt{1-\beta^2} x_3), \quad (56)$$

а x_3 определяется из трансцендентного уравнения

$$e^{(\beta-\gamma) x_3} = \frac{\sin[\sqrt{1-\beta^2} x_3 + \varphi]}{\sin \varphi}, \quad (57)$$

где

$$\sin \varphi = \gamma \sqrt{\frac{1-\beta^2}{1-2\beta\gamma+\gamma^2}}.$$

В частном случае критически-демпфированного прибора ($\beta=1$)

$$y_3 = \frac{1}{\gamma} x_3 e^{-x_3}, \quad (58)$$

а x_3 определяется из уравнения

$$e^{(1-\gamma) x_3} = 1 + \frac{1-\gamma}{\gamma} x_3. \quad (59)$$

На рис. 20 показана зависимость y_3 от γ , полученная на основании (58) и (59) для критического демпфирования. Приведенные на рисунке кривые позволяют сделать некоторые выводы:

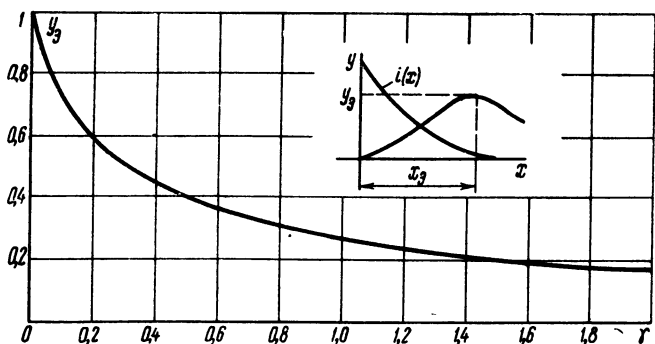


Рис. 20. Относительный коэффициент отклонения прибора при одиночном импульсе

1. При измерении одиночных импульсов отклонение прибора тем больше, чем меньше γ (т. е. чем меньше баллистическая постоянная τ_n по сравнению с постоянной времени разряда детектора τ_p).

2. Чем выше коэффициент γ , тем большие перегрузки должен выдерживать усилитель постоянного тока измерителя помех. По требованиям МСКР необходимо производить измерение одиночного импульса так, чтобы стрелка индикаторного прибора откло-

нялась на всю шкалу. По сравнению со случаем постоянного тока (что соответствует измерению немодулированных высокочастотных напряжений) УПТ должен иметь усиление в $\frac{1}{y_0}$ раз большее и работать без искажений. Таким образом,

$$D'_i = 20 \lg \frac{1}{y_0}. \quad (60)$$

В табл. 5 приведены основные требования МСКР к индикаторным приборам и УПТ измерителей разных диапазонов, а также необходимые данные, определенные расчетным путем.

Таблица 5

Диапазон	Требования МСКР			Расчетные данные		
	τ_n , мсек	β	D'_i , дБ	γ	y_0	D'_i , дБ
I	160	0,69—1,0	12	0,32	0,50	6
II	160	0,69—1,0	12	1,0	0,27	11,4
III	100	0,69—1,0	6	0,182	0,60	4,1

При измерении импульсов, следующих через равные и неравные промежутки времени, подвижная система индикаторного прибора колеблется вокруг некоторого установившегося положения. Ниже проводится анализ работы прибора под воздействием регулярной последовательности экспоненциальных импульсов. Для простоты анализа принято $\beta=1$ и введена относительная частота $F_0=1/T_0=F\tau_n$.

Напряжение на нагрузке детектора измерителя, кроме экспоненциального напряжения, имеет постоянную составляющую. Поэтому и ток, действующий на прибор, имеет постоянную составляющую (рис. 21). Под воздействием приложенного экспоненциального тока стрелка будет колебаться от y_m до y_M . Полагая $i = e^{-\gamma x} = \frac{p}{p+\gamma}$ при начальных условиях $y=y_0$ и $y'=y'_0$ из (45) получим

$$y \doteq \frac{p}{(p+1)^2} \left[y'_0 + 2y_0 + \frac{1}{p+\gamma} + py_0 \right]$$

или

$$y = \frac{1}{(\gamma-1)^2} e^{-\gamma x} + e^{-x} \left[\frac{1}{(\gamma-1)^2} - \frac{x}{\gamma-1} + y_0 + (y_0 + y'_0)x \right], \quad (61)$$

$$y' = -\frac{\gamma}{(\gamma-1)^2} e^{-\gamma x} + e^{-x} \left[\frac{\gamma}{(\gamma-1)^2} - \frac{x}{\gamma-1} + y'_0 - (y_0 + y'_0)x \right]. \quad (62)$$

В конце периода $y(T_0) = y_0$ и $y'(T_0) = y'_0$. Используя эти значения в (61) и (62) и приравнявая первую производную нулю, получим решение в трансцендентном виде

$$y_{M, m} = \frac{1}{\gamma - 1} \left(e^{-x_{M, m}} \frac{1 - e^{-\gamma T_0}}{1 - e^{-T_0}} - e^{-\gamma x_{M, m}} \right), \quad (63)$$

где $x_{M, m}$ определяется из соотношения

$$\frac{1 - e^{-\gamma T_0}}{1 - e^{-T_0}} \left(1 - T_0 \frac{\gamma - 1}{\gamma} \frac{e^{-T_0}}{1 - e^{-T_0}} - \frac{\gamma - 1}{\gamma} x_{M, m} \right) = e^{-(\gamma - 1) x_{M, m}}. \quad (64)$$

Индекс M или m означает, что формулы относятся или к максимальному (x_M , y_M), или к минимальному (x_m , y_m) отклонению.

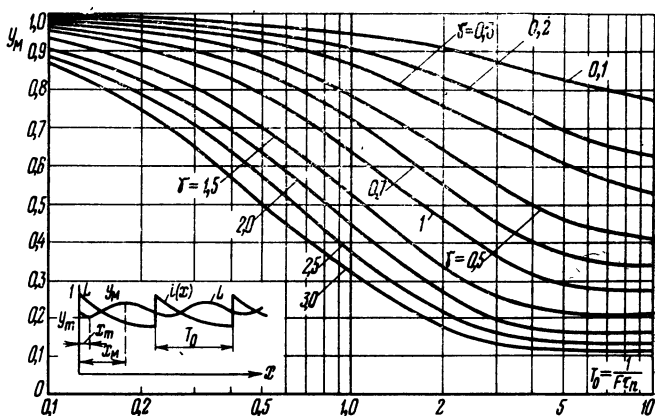


Рис. 21. Импульсная характеристика индикаторного прибора

На рис. 21 приведено семейство кривых $y_M = f(T_0)$, построенное в соответствии с (63). При $T_0 \rightarrow \infty$ y_M стремится к значениям, соответствующим случаю одиночного импульса, а при $F \gg 1/\tau_n$ отклонение прибора пропорционально среднему значению тока; в последнем нетрудно убедиться следующим образом. Имея в виду, что для высоких частот $T_0 = \frac{1}{F \tau_n}$ величина малая, так что

$$1 - e^{-T_0} \approx T_0 \text{ и } e^{-x_M} \approx 1 - x_M \text{ (так как } x_M < T_0),$$

получим

$$e^{-(\gamma - 1) x_M} \approx \frac{1 - e^{-\gamma T_0}}{T_0} \left[1 - \frac{\gamma - 1}{\gamma} (1 + x_M) \right] \quad (65)$$

и

$$y_M \approx \frac{1 - e^{-\gamma T_0}}{\gamma T_0} (1 - x_M^2). \quad (66)$$

Среднее значение тока за период

$$i_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T e^{-\frac{t}{\tau_p}} dt = \frac{\tau_p}{T} \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau_p}} \right) = \frac{1 - e^{-\gamma T_0}}{\gamma T_0}. \quad (67)$$

При малых значениях T_0 $x_M \rightarrow 0$ и тогда (66) полностью совпадает с (67).

Характеристики y_M представляют собой, по сути, импульсные характеристики индикаторного прибора. Параметры и расчетные значения отдельных точек импульсных характеристик для различных диапазонов приведены в табл. 6.

Таблица 6

Диа- пазон	τ_p	γ	y_M на частоте F , Гц									
			0	1	2	5	10	20	25	50	60	100
I	160	0,32	0,5	0,52	0,575	0,77	0,88	—	0,955	—	0,99	0,995
II	160	1,0	0,27	0,29	0,35	—	0,72	0,85	—	0,96	—	0,995
III	160	0,18	0,6	0,65	0,73	—	0,92	0,96	—	0,99	—	1,00

6. ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Выше было показано, что при достаточном запасе линейности инерционные свойства измерителя помех определяются импульсными характеристиками квазипикового детектора K_F и индикаторного прибора y_M . Таким образом, относительная импульсная характеристика всего измерителя

$$K(F) = K_F y_M.$$

По табл. 4 и 6 нетрудно определить $K(F)$ для всех трех диапазонов. МСКР задает импульсную характеристику измерителя по отношению к одной опорной частоте следования F_a и на этой же частоте устанавливает необходимое абсолютное соотношение A_F между синусоидальными и импульсными напряжениями, вызывающими одинаковую реакцию индикаторного прибора измерителя помех:

$$A_F = U_i / \Phi, \quad (6.8)$$

где Φ — равномерная в полосе пропускания спектральная плотность напряжения импульсов на входе при частоте следования F_a и U_i — эффективное значение входного синусоидального напряжения на частоте настройки.

По терминологии МСКР величину A_F называют амплитудным соотношением. Синусоидальный сигнал с эффективным значением

U_i вызывает отклонение стрелки индикаторного прибора измерителя на угол

$$\alpha_c = U_i \sqrt{2} G_0 K_{cy} G_T S. \quad (69)$$

Короткие входные импульсы с плотностью спектра Φ и частотой следования F_a вызывают отклонение индикаторного прибора измерителя помех на угол

$$\alpha_n = \Phi \Delta f_{нм} G_0 K_F G_T S y_M. \quad (70)$$

Если $\alpha_c = \alpha_n$, то

$$A_F = \frac{\Delta f_{нм}}{\sqrt{2}} \frac{K_F y_M}{K_{cy}}. \quad (71)$$

В официальных документах МСКР величина A_F задается косвенно, путем указания номинальной величины Φ , соответствующей $U_i = 1$ мВ. Величина A_F должна выдерживаться с погрешностью δ_A не хуже $\pm 1,5$ дБ. В табл. 7 помещены расчетные и скорректированные на основании опытных нормативные данные МСКР.

Таблица 7

Диапазон	Нормы МСКР					
	U_i , мВ	F_a , Гц	Φ , мкВ, с.		A_F , $\frac{1}{с}$	
			Расчет	МСКР	Расчет	МСКР
I	1	25	15,8	13,5	63,4	74,0
II	1	100	0,325	0,316	3080	3160
III	1	100	0,0446	0,044	22400	22700

Относительную импульсную характеристику МСКР задает в следующем виде:

$$K' = 20 \lg \frac{K(F)}{K(F_a)}. \quad (72)$$

В табл. 8 приведены расчетные и нормативные данные по относительным импульсным характеристикам для трех диапазонов. Из табл. 8 видно, что принятые МСКР данные, в общем, хорошо совпадают с расчетными¹⁾.

Амплитудное соотношение и относительная импульсная характеристика являются главными характеристиками измерителя радиопомех, определяющими (при прочих равных условиях) погрешность измерения импульсных радиопомех. Чтобы результаты измерений, проведенные в разное время, разными приборами и опе-

¹⁾ Для диапазона II и частоты 10 Гц расхождение против среднего номинала составляет 2,4 дБ, что требует уточнения величины, принятой МСКР.

раторами, хорошо совпадали между собой, необходимо, чтобы приборы имели идентичные импульсные характеристики. Конечно, точность измерителя помех зависит и от других характеристик измерителя помех, таких, как избирательность, стабильность первичной калибровки и пр., что приводит к необходимости контроля измерителя по различным параметрам. Однако контроль всех характеристик измерителя, за исключением импульсных, не является специфическим и здесь могут быть использованы хорошо отработанные методы контроля радиоприемных устройств и измерительных приемников. Ниже дается описание контроля импульсных характеристик и параметров, специфичных только для измерителей радиопомех.

Сначала рассмотрим контроль параметров квазипикового вольтметра (τ_z , τ_p , τ_n и β). Для контроля постоянных времени детекторной цепи используется схема, показанная на рис. 22а. На

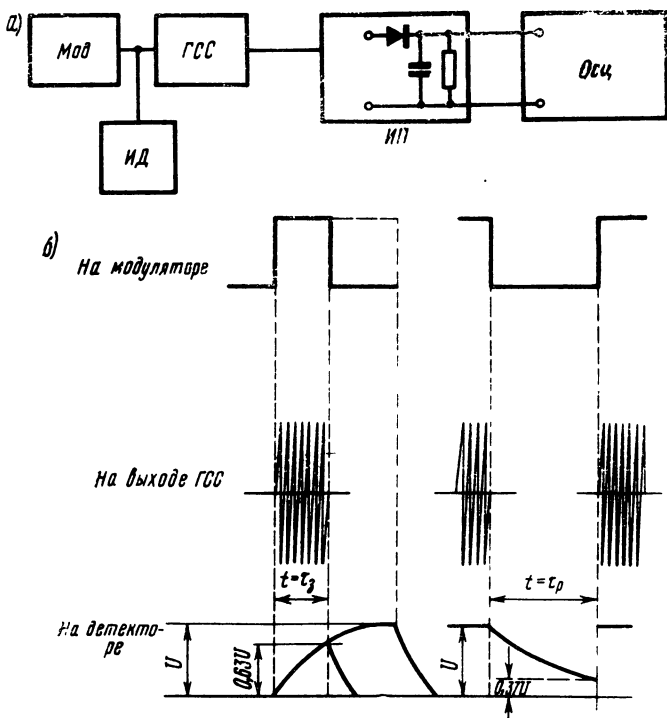


Рис. 22. Схема измерения τ_z и τ_p

вход контролируемого измерителя помех ИП от ГСС подводится прерываемое определенным образом синусоидальное напряжение: при измерении τ_z напряжение ГСС включается на определенный период, а при измерении τ_p — выключается на определенный период при помощи модулятора Мод прямоугольных напряжений.

Длительность импульсов и пауз высокочастотных колебаний измеряют измерителем длительности *ИД*. К нагрузке детектора подключается осциллограф *Осц*. Напряжения, образуемые в различных частях схемы, показаны на рис. 22б. При измерении τ_3 и τ_p длительность модулирующего напряжения устанавливают достаточно большой с тем, чтобы по осциллографу отметить величину установившегося напряжения U ; затем длительность импульсов плавно изменяют до тех пор, пока напряжение не достигнет уровня $0,632U$ при измерении τ_3 или спадет до уровня $0,368U$ при измерении τ_p . Измеренные в этих случаях длительности входных высокочастотных колебаний соответственно равны τ_3 и τ_p .

Параметры индикаторного прибора обычно контролируют непосредственно в схеме измерителя помех, в котором он установлен, либо при подключении к его клеммам сопротивления, эквивалентного сопротивлению схемы. Для измерения степени демпфирования к клеммам прибора подводится ток в форме единичной функции (либо ко входу измерителя — напряжение вч в виде единичной функции) и отмечается максимальный выбег стрелки α_1 за установившееся значение α_0 . Величину β (при $\beta \leq 1$) подсчитывают по ф-ле (54).

Измерение τ_n при известном значении β ведется следующим образом [21, 22]. Через индикаторный прибор пропускается прямоугольный импульс тока с амплитудой

$$I = I_M (1,04 + 1,78\beta) \quad (73)$$

(где I_M — значение постоянного тока), при котором в установившемся режиме стрелка прибора отклоняется на определенную (чаще — крайнюю) риску шкалы. Затем плавно регулируют длительность импульса до тех пор, пока максимальное отклонение стрелки не совпадет с отмеченной risкой. При этом длительность импульса тока равна τ_n . Данный метод наиболее точный, ибо он позволяет определить τ_n при фактической β , в то время как метод, описанный в рекомендациях МСКР, производит измерение τ_n в предположении, что $\beta=1$.

Для определения амплитудного соотношения и импульсной характеристики, помимо точного генератора синусоидальных сигналов, необходим точный генератор коротких импульсов (*ГКИ*). Точность обоих генераторов определена тем, что A_F должна контролироваться в пределах $\pm 1,5$ дБ. Это приводит к необходимости установки выходного напряжения *ГСС* и плотности спектра импульсов на выходе *ГКИ* с погрешностью не более $\pm 0,5$ дБ. МСКР предъявляет к *ГКИ* определенные и жесткие требования. *ГКИ* должен генерировать короткие импульсы с плотностью спектра не менее Φ (см. табл. 7) и равномерностью спектра не хуже ± 2 дБ в пределах всего используемого диапазона (I, II или III). Частота следования импульсов должна быть переменной и устанавливаться (особенно на частотах, указанных в табл. 8) с точностью $\pm 1\%$.

Таблица 8

Диапазон	K' в дБ для следующих частот, Гц									
	одиночный импульс		1		2		5		10	
	расчет	МСКР	расчет	МСКР	расчет	МСКР	расчет	МСКР	расчет	МСКР
I	17,2	17 ÷ ÷21	16,3	15 ÷ ÷19	12,7	11 ÷ ÷15	7,75	6 ÷ ÷9	4,4	3 ÷ ÷5
II	21,9	21,5 ÷ ÷25,5	21,2	20,5 ÷ ÷24,5	19,3	18,5 ÷ ÷22,5	—	—	12,4	8,5 ÷ ÷11,5
III	32,2	29,5 ÷ ÷33,5	29,0	26,5 ÷ ÷30,5	26,8	24 ÷ ÷28	—	—	14,65	12,5 ÷ ÷15,5

Продолжение табл. 8

Диапазон	K' в дБ для следующих частот, Гц									
	20		25		60		100		1000	
	расчет	МСКР	расчет	МСКР	расчет	МСКР	расчет	МСКР	расчет	МСКР
I	—	—	0	0	—3,2	—(2 ÷ ÷4)	—4,1	—(3 ÷ ÷5)	—	—
II	6,4	5,5 ÷ ÷7,5	—	—	—	—	0	0	—4,9	—(3,5 ÷ ÷5,5)
III	9,5	8 ÷ ÷10	—	—	—	—	0	0	—7,8	—(7 ÷ ÷9)

Как правило, выпускаемые промышленностью ГКИ не калибруются по плотности спектра выходных импульсов, а поэтому сами ГКИ перед их использованием для контроля измерителей помех должны быть прокалиброваны. Абсолютное значение спектральной плотности напряжения может быть определено различными методами, среди которых, с точки зрения правильности, заслуживают внимания следующие:

1) Импульсы с выхода ГКИ подаются на вход измерительного приемника (или измерителя помех), и частота следования импульсов повышается так, чтобы она стала больше ширины полосы пропускания приемника (либо, если есть возможность, это достигается за счет сужения полосы приемника). Тогда можно выделить отдельные линии спектра и измерить путем замещения синусоидальным напряжением их амплитуду. Спектральная плотность на частоте, равной частоте линии (гармоники), определяется по формуле

$$\Phi = \frac{U_r \sqrt{2}}{F}, \quad (74)$$

где U_r — эффективное напряжение гармоники.

2) Импульсный сигнал ГКИ сравнивается с известным шумовым сигналом при помощи приемника, реагирующего на спектраль-

ную плотность мощности. При равенстве мощностей на выходе приемника спектральная плотность напряжения импульсов

$$\Phi = \sqrt{\frac{2kTR_{\text{вх}}}{F}}, \quad (75)$$

где k — постоянная Больцмана,
 T — избыточная шумовая температура генератора шума,
 $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление приемника.

При наличии калиброванных генераторов с одинаковыми выходными сопротивлениями измерение A_F не представляет каких-либо трудностей: подавая от ГСС известное напряжение U , замечают показание измерителя α и затем того же показания добиваются при замещении ГСС на ГКИ с подачей от последнего плотности спектра Φ . Отношение U к Φ определяет A_F .

Измерения характеристики K' ведутся при таких сигналах, которые отклоняют стрелку выходного прибора на максимальную величину (при этом одновременно проверяется влияние перегрузок УПЧ и УПТ на K_F) и примерно на одну треть максимальной величины (при этом проверяется влияние квадратичной характеристики детектора на импульсную характеристику). Вначале регулировкой уровня ГКИ на частоте следования F_a добиваются максимального показания, а затем на другой частоте следования F_1 изменяют уровень ГКИ до тех пор, пока стрелка не вернется к первоначальному показанию; изменение уровня ГКИ в дБ равно величине $K'(F_1)$. Аналогичные измерения проводятся на всех необходимых частотах следования, в том числе при одиночном импульсе.

7. ДРУГИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗМЕРИТЕЛЯ, ВЛИЯЮЩИЕ НА ЕГО ТОЧНОСТЬ

Ограничение чувствительности по паразитным каналам

Радиопомехи измеряют на отдельных дискретных частотах. При этом может возникнуть существенная погрешность из-за проникновения помехи, создаваемой контролируемым источником, не по основному, а по какому-либо побочному паразитному каналу. По паразитным каналам могут проникать в измеритель вч колебания, образованные радиопередающими устройствами и другими, неконтролируемыми в данный момент, источниками радиопомех. При значительно меньшей чувствительности измерителя по паразитным каналам, в сравнении с чувствительностью по основному каналу, помехи по побочным каналам от мощных радиостанций часто все же делают невозможным измерение радиопомех в обычных условиях; приходится переносить измерения в другие места (например, в экранированные помещения). МСКР установ-

ливают минимальные требования по ослаблению сигналов, проникающих по промежуточным частотам, зеркальному и другим паразитным каналам, а также возникающих в результате перекрестных искажений.

Ослабление по всем каналам побочного приема (в том числе и по промежуточной частоте) определяется как отношение входного синусоидального напряжения на частоте канала побочного приема к напряжению на частоте настройки при условии, что оба напряжения вызывают одно и то же показание индикаторного прибора. Паразитные каналы могут быть на следующих частотах:

$$nf_{\Gamma} \pm f_{\text{пр}1}; \frac{1}{m}(f_{\Gamma} \pm f_{\text{пр}1}); \frac{1}{K}f_0 \text{ и } f_0 \pm f_{\text{пр}2},$$

где f_{Γ} — частота гетеродина,

$f_{\text{пр}1}$ — первая промежуточная частота,

$f_{\text{пр}2}$ — вторая промежуточная частота,

f_0 — частота настройки измерителя помех,

n, m и k — целые числа.

По требованиям МСКР ослабление чувствительности измерителя по всем побочным каналам на всех трех диапазонах должно быть не менее 40 дБ.

Ограничение перекрестных искажений предусматривает случай воздействия на измеритель помех, кроме контролируемой помехи, широкополосных помех от других источников. В этом случае в образовании мешающих измерениям напряжений принимают участие не дискретные частоты гармоник станций и гетеродинов, а составляющие сплошного спектра. По требованиям МСКР перекрестные искажения также не должны оказывать заметного влияния на работу измерителя помех. Требования МСКР считаются

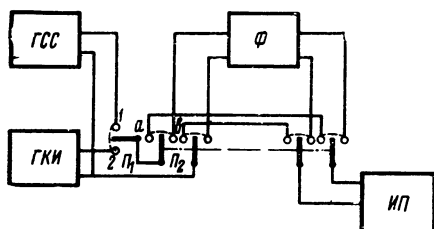


Рис. 23. Схема испытаний на перекрестные искажения

Таблица 9

Диапазон	Гц	f_2 , кГц	$f_{\text{кр}}$, МГц
I	0,4	4,0	0,3
II	20	200	60
III	500	2000	600 ¹⁾ 2000 ²⁾

Примечания: ¹⁾ В диапазоне 30—300 МГц.

²⁾ В диапазоне 300—1000 МГц.

выполненными, если измеритель помех выдерживает следующее испытание (рис. 23). На вход измерителя помех ИП, настроенного на частоту f , с помощью переключателя Π_2 может быть подключен (положение b) или отключен (положение a) фильтр Φ , настроенный на ту же частоту. Фильтр ослабляет синусоидальное напряжение ГСС на частоте f не менее чем на 40 дБ и имеет полосу пропускания в пределах от f_1 до f_2 , указанных в табл. 9.

Если ко входу измерителя помех теперь подвести напряжение сплошного спектра от ГКИ, то показания измерителя без фильтра должны быть не менее, чем на 36 дБ больше показания с включенным фильтром.

К ГКИ предъявляются те же требования, которые описаны в параграфе 6. Кроме того, требуется, чтобы плотность спектра ГКИ за пределами диапазона на частоте $f_{кр}$ (см. табл. 9) имела бы завал не менее чем на 10 дБ (иначе возникнут дополнительные перекрестные искажения).

Погрешность измерения

Синусоидальные напряжения должны измеряться на всех трех диапазонах с погрешностью δ_U не более ± 2 дБ. Напряженность однородного синусоидального поля должна измеряться во всех трех диапазонах с погрешностью δ_E не более ± 3 дБ.

Допустимая погрешность измерения периодически повторяющихся импульсов подсчитывается с учетом допустимой погрешности δ_A на амплитудное соотношение A_F и допустимой погрешности δ_K на относительную импульсную характеристику. При этом максимальная погрешность измерения напряжения импульсов

$$\delta_M = |\delta_U| + |\delta_A| + |\delta_K|, \quad (76)$$

а средняя (вероятная) погрешность

$$\delta_{cp} = \sqrt{\delta_U^2 + \delta_A^2 + \delta_K^2}. \quad (77)$$

Аналогично подсчитываются погрешности измерения напряженности поля от периодически повторяющихся импульсов. Наибольшая погрешность допускается для случая измерения одиночного импульса; при этом по напряжению:

$$\delta_M = \pm 5,5 \text{ дБ}; \delta_{cp} = \pm 3,2 \text{ дБ};$$

по напряженности поля:

$$\delta_M = \pm 6,5 \text{ дБ}; \delta_{cp} = \pm 3,9 \text{ дБ}.$$

МСКР ограничивает также собственные шумы измерителя до такой величины, при которой дополнительная ошибка в измерениях не превышает 1 дБ. Если измеритель помех имеет встроенный в УПЧ аттенюатор, то это условие считается выполненным, если прибор выдерживает следующее испытание. На вход измерителя подается синусоидальный сигнал и замечается показание выходного прибора. Затем в УПЧ вводится аттенюатор с ослаблением 10 дБ, а уровень входного сигнала повышается до получения прежнего показания индикаторного прибора; увеличение уровня входного сигнала должно лежать при этом в пределах от 10 до 11 дБ.

Экранирование

Эффективность экранирования измерителей на частотах выше 150 кГц, которое должно быть не менее 60 дБ, измеряют следующим образом. При помощи ГСС и антенны создают электромагнитное поле такой величины, чтобы получить определенное показание измерителя при полностью введенном аттенюаторе в тракте высокой частоты; затем отключают антенну измерителя помех, вход измерителя закрывают согласованной экранированной нагрузкой и увеличивают напряженность поля на величину \mathcal{E} (в дБ), при которой получают прежнее показание измерителя. Величина \mathcal{E} (в дБ) равна эффективности экранирования.

Применение указанной выше нормы по экранированию на частотах ниже 150 кГц оказалось практически неприемлемым из-за невозможности образования больших напряженностей поля. Для I диапазона требования по экранированию задаются в следующем виде: экранирование измерителя помех должно быть таким, чтобы при вынутой антенне, но подключенном ко входу однометровом отрезке кабеля (который может быть экранирован) измеритель помех, настроенный на частоту f и помещенный в поле с напряженностью 1 А/м, не давал бы никаких показаний. Подключение отрезка кабеля связано с необходимостью имитации реальных условий измерителя, когда он присоединяется к источнику помех при помощи кабеля.

8. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ В ИЗМЕРИТЕЛЕ ПОМЕХ ДЕТЕКТОРОВ, ОТЛИЧНЫХ ОТ КВАЗИПИКОВОГО

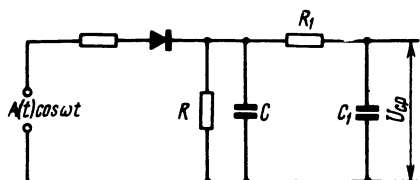
Выше было указано, что в измерителях помех, кроме квазипикового вольтметра (который по-прежнему остается основным), используют вольтметры среднего (по огибающей), эффективного и пикового значений¹⁾. Ниже рассматриваются основные характеристики трех указанных вольтметров, требования, которые к ним предъявляет МСКР, а также различные характерные соотношения, получаемые с использованием этих вольтметров при измерении различных радиопомех.

Измерители среднего, эффективного и пикового напряжений имеют тракты вч и нч, в принципе, такие же, как и измерители помех с квазипиковыми вольтметрами. Требования МСКР по избирательности, ограничению паразитных каналов, экранированию и точности измерений остаются без изменений. Рассматриваемые вольтметры отличаются от квазипикового схемами детекторов и импульсными характеристиками.

¹⁾ В дальнейшем для краткости величину среднего огибающего напряжения будем называть средним напряжением (соответственно и детектор среднего значения).

Детектор среднего значения

На рис. 24 показана схема детектора среднего значения. R и C выбираются таким образом, чтобы на C выделялось напряжение огибающей $A(t)$. Фильтр R_1C_1 , в котором $R_1C_1 \gg RC$, пропускает только низкочастотные составляющие огибающей, в том числе постоянную составляющую. Среднее напряжение на выходе вч тракта



$$\bar{U}_0 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T A(t) dt. \quad (78)$$

Рис. 24. Детектор среднего значения. Когда на вход измерителя помех подводятся короткие импульсы со спектральной плотностью Φ , то среднее напряжение на выходе вч тракта

$$\bar{U}_0 = F \int_0^{\infty} A(t) dt = 2\Phi G_0 F. \quad (79)$$

Последнее определение справедливо полностью лишь в случаях, когда огибающая не содержит колебательного процесса и импульсы не перекрываются. Наличие колебательного процесса в огибающей является следствием прохождения через двухрезонансную систему. Однако при критической связи второй выброс огибающей составляет всего 8,3% от первого, вследствие чего возникающая погрешность невелика. Второе допущение является ограничительным лишь при очень высоких частотах следования импульсов. Коэффициент детектирования

$$K_{\text{ср}} = \frac{\bar{U}_0}{A_M} = \frac{F}{\Delta f_{\text{им}}} \quad (80)$$

или

$$K'_{\text{ср}} = \frac{K_{\text{ср}}(F)}{K_{\text{ср}}(F_a)} = \frac{F}{F_a}. \quad (81)$$

Таким образом, импульсная характеристика детектора среднего значения прямо пропорциональна частоте следования импульсов.

Коэффициент перегрузки по напряжению зависит от \bar{F} :

$$D_u = \frac{\Delta f_{\text{им}}}{F} \text{ в разях или } D' = 20 \lg D_u \text{ в дБ,} \quad (82).$$

D_u тем больше, чем меньше F , поэтому вольтметры среднего значения можно выполнять лишь до ограниченной частоты F_m . Величину F_m МСКР не регламентирует. Регламентируется лишь погрешность выполнения коэффициента $K'_{\text{ср}}$, которая при частотах следования от F_m до $F_M = 0,4 \Delta f$ не должна превосходить $\pm 1,5$ дБ.

Пиковый детектор

Возможно применение двух схем: детектора с непосредственным измерением и детектора с компенсационным измерением. В первом случае пиковый детектор принципиально не отличается от квазипикового детектора; разница лишь в том, что отношение τ_p/τ_z у пикового детектора больше, чем у квазипикового. В детекторе с компенсационным измерением (рис. 25) используются регулируемое напряжение смещения U_3 и какой-либо звуковой индикатор; при измерениях U_3 плавно увеличивается от нуля до тех пор, пока оператор по звуку не замечает полного исчезновения помехи. При этом напряжение U_3 численно (с учетом калибровки) равно пиковому напряжению на выходе вч тракта:

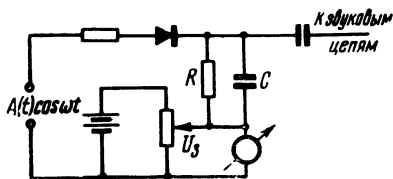


Рис. 25. Детектор пикового значения

$$U_n = A_M = 2G_0 \Phi \Delta f_{\text{нм}}. \quad (83)$$

При использовании пикового детектора не требуется столь большого коэффициента перегрузки, как это необходимо для вышеописанных трактов с квазипиковым детектором. При использовании первого типа пикового детектора коэффициент перегрузки должен соответствовать выбранным постоянным времени, а при использовании компенсационного детектора коэффициент перегрузки лишь немногим больше единицы.

Поскольку показания пикового вольтметра при воздействии непрерывных импульсов пропорциональны полосе пропускания, оказывается возможным в этом случае полосу пропускания вообще не регламентировать. При этом результат измерения может быть приведен к полосе пропускания 1 кГц путем деления показания пикового вольтметра на ширину импульсной полосы пропускания.

По требованию МСКР напряжение на выходе пикового детектора при частотах следования выше 10 Гц не должно отличаться от истинного пикового напряжения более чем на 1,5 дБ. По рис. 12 можно подсчитать, что для этого необходимо

$$\tau_p/\tau_z \geq \Delta f/1 \text{ Гц}. \quad (84)$$

Детектор эффективного значения

На рис. 26 показана схема детектора эффективного значения. Элементы R и C выбираются таким образом, чтобы на C выделялось напряжение огибающей. Отличительной чертой этого детектора является наличие квадратичного преобразователя (кв), который возводит в квадрат поданное на его вход напряжение.

Принципиально вместо квадратичного преобразователя может быть использован имеющийся в схеме диод в режиме начального квадратичного детектирования. Однако квадратичный участок диодов очень мал, что не позволяет с их помощью получать необходимые динамические характеристики.

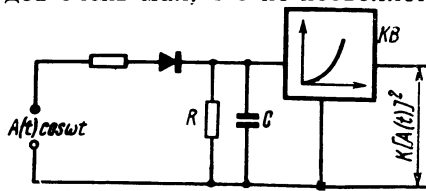


Рис. 26. Детектор эффективного значения

Эффективное напряжение входного сигнала

$$\bar{U}_i^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u_i^2 dt. \quad (85)$$

Эффективное напряжение на выходе тракта вч

$$\begin{aligned} \bar{U}_0^2 &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [A(t) \cos \omega_0 t]^2 dt = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_0^T [A(t)]^2 (1 + \cos 2\omega_0 t)^2 dt. \end{aligned}$$

Второй член под интегралом отображает эффективную составляющую на второй гармонике, которая для узкополосных систем много меньше первой гармоники, поэтому второй член можно полагать равным нулю:

$$\bar{U}_0^2 \approx \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_0^T [A(t)]^2 dt. \quad (86)$$

Когда на вход измерителя помех подводятся короткие импульсы со спектральной плотностью Φ , то эффективное напряжение на выходе вч тракта

$$\bar{U}_0^2 = F \int_0^\infty u_0^2 dt. \quad (87)$$

Теорема Рэяли [16] устанавливает связь между энергиями по напряжению и по спектру, так что

$$\begin{aligned} \int_0^\infty u_0^2 dt &= \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \Phi_0^2(\omega) d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty [\Phi G(\omega)]^2 d\omega = \\ &= 2G_0^2 \Phi^2 \int_0^\infty [g(f)]^2 df = 2G_0^2 \Phi^2 \Delta f_{\text{эф}}. \end{aligned} \quad (88)$$

Таким образом,

$$\bar{U}_0^2 = \Phi G_0 \sqrt{2F \Delta f_{\text{эф}}}. \quad (89)$$

Коэффициент детектирования определим как отношение \bar{U}_0^2 к максимальному эффективному значению:

$$K_{\text{эф}} = \frac{\sqrt{2} \bar{U}_0^2}{A_M} = \frac{\sqrt{F \Delta f_{\text{эф}}}}{\Delta f_{\text{им}}}. \quad (90)$$

При принятых МСКР условиях $\beta=1$ и $n=2$

$$K_{\text{эф}} = 0,87 \sqrt{\frac{F}{\Delta f}}. \quad (91)$$

Теперь

$$K'_{\text{эф}} = \frac{K_{\text{эф}}(F)}{K_{\text{эф}}(F_a)} \sqrt{\frac{F}{F_a}}. \quad (92)$$

Импульсная характеристика детектора эффективного значения пропорциональна корню квадратному из частоты следования импульсов.

Коэффициент перепрузки тракта, предшествующего детектору:

$$D_u = 1,15 \sqrt{\frac{\Delta f}{F}} \text{ или, в дБ, } D'_u = 20 \lg D_u. \quad (93)$$

Так же, как и детектор среднего значения, из-за перегрузки трактов вч детектор эффективного значения нельзя выполнить для измерения очень низких частот следования импульсов. По требованиям МСКР импульсная характеристика эффективного вольтметра задается в пределах, указанных в табл. 10.

Таблица 10

$F, \text{ Гц}$	1000	100	20	10	2	1
$20 \lg K'_{\text{эф}}$	10 ± 1	0	$-7 \pm 0,7$	$-10 \pm 1,0$	$-17 \pm 1,7$	$-20 \pm 2,0$

Реакция измерителей на различные типы помех

Теперь рассмотрим реакцию измерителей помех на различные виды радиопомех. Как наиболее характерные случаи рассмотрим воздействие синусоидальной, гладкой и импульсной идеализированных помех на измерители помех с различными типами оценивающих вольтметров. Идеализированность помех здесь понимается в том смысле, что в качестве синусоидальной помехи будет рассматриваться синусоидальное напряжение с постоянной амплитудой; в качестве гладкой помехи — хаотическое напряжение с гауссовским распределением амплитуд и, наконец, в качестве

импульсной помехи — короткие импульсы, следующие с регулярной частотой следования.

1) Реакция измерителя на синусоидальную помеху.

Немодулированный синусоидальный входной сигнал выражается формулой

$$u_i = \sqrt{2} U_i \cos \omega_0 t.$$

Напряжение на входе детектора

$$u_0 = \sqrt{2} U_i G_0 \cos(\omega_0 t + \varphi). \quad (94)$$

Огибающая является постоянной величиной:

$$A(t) = \sqrt{2} U_i G_0. \quad (95)$$

Напряжение на выходе пикового, среднего и эффективного детекторов:

$$\bar{U} = \bar{U}^2 = U_i G_0, \quad U_n = \sqrt{2} \bar{U}. \quad (96)$$

Не будем останавливаться на второстепенных деталях, таких, как коэффициенты передачи фильтра (на выходе среднего детектора) или квадратичного преобразователя (на выходе эффективного детектора) и пр. Если эти коэффициенты не равны единице, то последние соотношения не будут выдерживаться. Чтобы обойти это затруднение, измерители помех предварительно специально регулируются в какой-либо точке по незатухающему синусоидальному сигналу. Напряжение на квазипиковом детекторе [см. ф-лы (29) и (30)]

$$U_{\text{кп}} = K_{\text{cy}} U_n = U_n \cos \sqrt[3]{\frac{3\pi}{a} \frac{\tau_z}{\tau_p}}. \quad (97)$$

2) Реакция измерителя на хаотическую шумовую помеху.

Ранее (в параграфе 4) были приведены формулы для закона распределения амплитуд и другие соотношения для белого шума.

Используя (44), получаем эффективное значение напряжения шума

$$\bar{U}_{\text{ш}}^2 = G_0 \sqrt{2P_i(f) \Delta f_{\text{эф}}}, \quad (98)$$

где $P_i(f)$ — спектральная мощность помехи на выходе измерителя. Используя (45), — среднее значение

$$\bar{U}_{\text{ш}} = \int_0^{\infty} A dW_A = \sqrt{\frac{\pi}{2}} G_0 \sqrt{2P_i(f) \Delta f_{\text{эф}}} \quad (99)$$

и используя формулы параграфа 4 — квазипиковое значение

$$U_{\text{кп}} = \sqrt{\pi} K_{\text{ш}} G_0 \sqrt{2P_i(f) \Delta f_{\text{эф}}}. \quad (100)$$

Пиковое значение при измерении белого шума не имеет смысла, так как всегда имеется конечная вероятность того, что амплитуда огибающей превысит любое заранее заданное значение, если ждать достаточно долго.

3) Реакция измерителя на импульсную помеху.

Выше было рассчитано среднее (79), эффективное (89) и пиковое напряжения для импульсных сигналов. Сопоставляя с (96), определяем необходимые амплитудные соотношения: для среднего детектора

$$A_F = \frac{U_i}{\Phi} = 2F, \quad (101)$$

для эффективного детектора

$$A_F = \sqrt{2F \Delta f_{\text{эф}}} \quad (102)$$

и для пикового детектора

$$A_F = \frac{1}{\sqrt{2}} \Delta f_{\text{им}}. \quad (103)$$

В табл. 11 приведены амплитудные соотношения, рекомендованные МСКР для трех диапазонов.

Таблица 11

Диапазон	$A_F \cdot \frac{1}{\text{с}}$			F_a
	Среднее	Эффективное	Пиковое	
I	50	91,4	148,5	25
II	200	1230	6680	100
III	200	4430	89000	100

По требованию МСКР эти соотношения должны выдерживаться с точностью $\pm 1,5$ дБ.

2 МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ РАДИОПОМЕХ, ПРИНЯТЫЕ МЕЖДУНАРОДНЫМИ ОРГАНИЗАЦИЯМИ

9. ЗНАЧЕНИЕ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ ИЗМЕРЕНИЙ

Между различными частями схемы электроустройства — источника радиопомех — существуют напряжения высокой частоты и текут высокочастотные токи (высокочастотные составляющие спектров напряжений и токов). С этими напряжениями и токами связано высокочастотное электромагнитное поле, распространяющееся от этого электроустройства во всех направлениях. Достигая радиоприемной установки, это поле воздействует на нее и мешает

приему полезного сигнала. Такой путь распространения промышленных радиопомех называется непосредственным излучением.

Следует отметить, что термин «непосредственное излучение» в значительной степени условный. Строго говоря, с воздействием помех путем непосредственного излучения мы сталкиваемся лишь тогда, когда расстояние между источником поля и объектом, подвергающимся воздействию, значительно превышает $\frac{\lambda}{2\pi}$, где λ — длина волны. Если это расстояние меньше, чем $\frac{\lambda}{2\pi}$, то со специфическим явлением излучения электромагнитной энергии можно не считаться и приписать воздействие помех наличию между источником радиопомех и радиоприемной установкой емкостных и индуктивных связей.

По мере удаления от источника радиопомех напряженность поля непосредственного излучения быстро убывает. В свободном пространстве это убывание происходило бы по закону $\frac{1}{r^3} \div \frac{1}{r^2}$ при $r \ll \frac{\lambda}{2\pi}$ и по закону $\frac{1}{r}$ при $r \gg \frac{\lambda}{2\pi}$ (r — расстояние от источника).

Наличие земли и других объектов усложняет этот закон и способствует более быстрому убыванию. Тем не менее радиопомехи от таких мощных источников, как высокочастотные генераторы промышленного и медицинского назначения (мощность их достигает десятков и сотен кВт), могут распространяться путем непосредственного излучения на многие километры, десятки километров и далее. Были даже зарегистрированы случаи распространения через Атлантический океан. Однако мощность радиопомех, создаваемых большинством электроустройств (коллекторными машинами, звонками постоянного тока и т. п.), не превышает долей мВт. Поэтому поля непосредственного излучения этих электроустройств на расстояниях, превышающих несколько десятков метров, столь слабы, что ими можно пренебречь.

Основной путь распространения радиопомех от этих источников — по проводам. С точки зрения распространения радиопомех по проводам электроустройство — источник помех следует рассматривать как генератор высокочастотных электромагнитных колебаний, питающий эти провода. Однако по своим основным функциям это устройство может быть не генератором, а потребителем электроэнергии.

Схема распространения радиопомех по проводам представлена на рис. 27. Источник радиопомех развивает между зажимами 1 и 2 напряжение радиопомех, называемое симметричным — $U_{см}$. Кроме того, он развивает напряжения радиопомех между каждым из зажимов и корпусом. Эти напряжения называются несимметричными — $U_{нс1}$ и $U_{нс2}$. (Для простоты мы предполагаем, что электроустройство имеет металлический корпус. При отсутствии

его несимметричные напряжения следует рассматривать между каждым из зажимов и землей.)

С симметричным и несимметричным напряжениями радиопомех на зажимах электроустройства связаны симметричные и несимметричные напряжения и токи помех в электросети. Несимметричные токи замыкаются через сопротивление Z_3 , связывающее корпус электроустройства с землей. Если заземление отсутствует, роль Z_3 играет сопротивление емкости корпуса источника относительно земли. У источника с большим количеством зажимов симметричные напряжения радиопомех существуют между любыми двумя зажимами, а несимметричные напряжения — между любым из зажимов и корпусом. В общем случае величина всех этих напряжений различна.

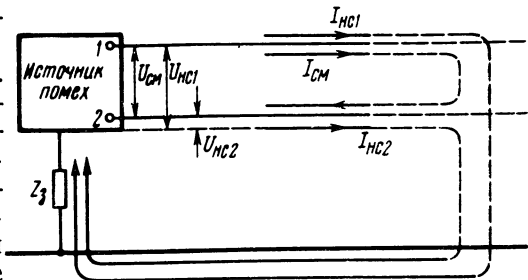


Рис. 27. Распространение помех по проводам

По мере удаления от источника напряжения и токи радиопомех в линии затухают. Скорость этого затухания зависит от волнового сопротивления проводов (кабелей), степени разветвленности сети и других факторов, практически не поддающихся учету. С повышением частоты затухание увеличивается. Однако, за исключением диапазона свч, это затухание происходит медленнее, чем убывание напряженности поля непосредственного излучения. По проводам радиопомехи даже от маломощных источников могут распространяться на сотни метров и далее.

Существенно, что радиопомехи могут распространяться не только по проводам, непосредственно связанным с источником и называемым первичными носителями помех. Они могут наводиться с этих проводов на провода посторонних электросетей и распространяться далее по ним. Такие посторонние электросети называют вторичными носителями помех.

Вторичными носителями помех могут служить также различные протяженные металлические конструкции — трубы водопровода и центрального отопления, шахты лифтов и т. п.

Весьма существенно, что с точки зрения воздействия на радиоприемные устройства основную опасность представляют электромагнитные поля, связанные с несимметричными напряжениями и с токами помехонесущей сети. Причина в том, что благодаря взаимной близости проводов поля симметричных токов локализованы и напряженность их по мере удаления от проводов быстро падает (в свободном пространстве — по закону $1/r^2$).

В тех случаях, когда единственным путем распространения радиопомех является непосредственное излучение, достаточной ха-

рактической интенсивности радиопомех от данного источника является напряженность поля этих помех на заданном расстоянии от источника. Так обстоит дело в случае радиопомех от систем зажигания двигателей внутреннего сгорания.

Когда существенную роль играет распространение по проводам, интенсивность радиопомех от данного источника может быть охарактеризована напряженностью поля помех на заданном расстоянии от источника и наибольшим из несимметричных мешающих напряжений на его зажимах.

В заключение настоящего параграфа остановимся коротко на вопросе о путях проникновения индустриальных радиопомех в радиоприемник. Различают следующие три пути этого проникновения: 1) через приемную антенну; 2) через прямое воздействие поля радиопомех на колебательные контуры радиоприемника; 3) по проводам питания.

Прямое воздействие поля помех на колебательные контуры легко исключается путем экранирования этих контуров и всего приемника в целом. За редким исключением оно не играет существенной роли.

Для устранения проникновения помех по проводам питания в эти провода включаются специальные помехоподавляющие фильтры, а в силовых трансформаторах выпрямителей осуществляется электростатическое экранирование первичной обмотки. Обычно основную опасность представляет собой не прямое проникновение радиопомех в приемник по проводам питания, а наведение помех с этих проводов на фидер (снижение) приемной антенны вблизи приемника.

Основным путем проникновения индустриальных радиопомех в приемник служит приемная антенна. Необходимо, однако, иметь в виду, что антенная цепь включает в себя не только собственно антенну, но и систему заземления. Расположение проводов заземления приемника вблизи помехонесущих электросетей или использование в качестве заземлителей труб водопровода или центрального отопления, «зараженных» помехами, может привести к значительному усилению напряжения радиопомех на входе приемника.

В тех случаях, когда радиопомехи от источника распространяются в основном по электросети, в которую этот источник включен, характеристикой степени связи источника помех с радиоприемником служит так называемый коэффициент переноса помех из данной точки электросети в приемную антенну

$$K_{\text{пр}} = \frac{E_a}{U_{\text{ис}}},$$

где E_a — эдс радиопомех от данного источника в приемной антенне;

$U_{\text{ис}}$ — наибольшее несимметричное напряжение радиопомех от данного источника в электросети в месте его подключения.

Величина коэффициента переноса зависит от степени затухания помех вдоль проводов сети до места расположения радиоприемного устройства и от степени связи этих проводов с приемной антенной. Аналитическое определение этой величины, за исключением простейших частных случаев, практически невозможно. Измерение $K_{пр}$ осуществляется с помощью специальных сравнительно мощных (до нескольких десятков Вт) генераторов высокочастотных колебаний. Генератор подключается к электросети в интересующей нас точке и создает между ее проводами и землей высокочастотное напряжение нужной частоты порядка нескольких вольт, что намного превышает напряжения радиопомех от большинства источников, и таким образом исключается влияние помех от других источников на результаты измерений.

Здесь в приемной антенне, создаваемая испытательным генератором, измеряется при этом с помощью измерителя помех.

В связи с изложенным ясно, что интенсивность источника помех может характеризоваться симметричным и несимметричным напряжениями, напряженностью поля и мощностью. Предпочтение той или иной характеристике отдается в зависимости от диапазона рассматриваемых частот, специфики работы данного источника и его связи с помехопроводящими и помехоизлучающими системами. Многие источники помех необходимо оценивать двумя характеристиками, например: и напряжением, и напряженностью поля в одном и том же диапазоне или напряжением в диапазоне I и напряженностью поля в диапазоне II и т. д.

10. ИЗМЕРЕНИЕ НАПЯЖЕНИЯ РАДИОПОМЕХ

Напряжение радиопомех должно быть измерено на входе проводов питания источника помех. Однако непосредственное присоединение измерителя помех к выходу источника невозможно. На это имеются три причины: 1) в электрических проводах всегда существуют высокочастотные помехи, образованные другими источниками радиопомех; 2) сопротивление электрической сети изменяется в очень широких пределах и при этом измеренное напряжение помех оказывается зависимым от него; 3) в электрической сети часто используется такое номинальное напряжение промышленной частоты, которое может вывести из строя входные цепи измерителя помех.

С целью предотвращения указанных трудностей между источником помех и измерителем помех устанавливается вспомогательное устройство, называемое эквивалентом сети. На рис. 28 показана принципиальная схема эквивалента сети для одного провода пита-

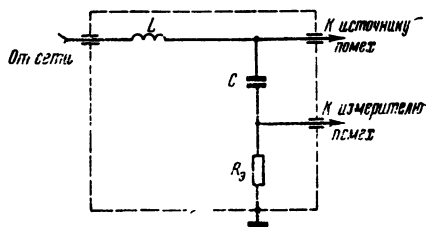


Рис. 28. Однопроводный эквивалент сети

ния. Низкочастотная энергия для питания источника помех проходит через дроссель L (или фильтр), представляющий собой высокое сопротивление только для радиочастот; благодаря этому ограничивается возможность проникновения существующих в сети радиопомех от других (неконтролируемых) источников в измеритель помех. Конденсатор C выбирается так, чтобы его общее сопротивление было мало для радиочастот и велико для промышленных частот. Вследствие этого источник помех оказывается подключенным к постоянному (и практически независимому от других элементов схемы) сопротивлению R_0 (часто вместо R_0 используется входное активное сопротивление измерителя помех), а измеритель — практически изолированным от напряжения промышленной частоты.

Для получения сопоставимых результатов измерения необходимо соблюдение одинаковых условий измерения; в частности, очень важно использование одного и того же сопротивления при всех измерениях. Величина сопротивления R_0 — одна из основных характеристик эквивалентна сети. Сопротивление R_0 должно быть близким к среднему значению сопротивления электрических сетей, иначе измеренные напряжения помех будут значительно отличаться от тех напряжений, которые образует источник помех при непосредственном подключении к реальной электрической сети.

Электрическая энергия к источникам радиопомех чаще всего подводится двумя или тремя проводами. Каждый из проводов питания должен быть нагружен на эквивалентное сопротивление R_0 и в каждый провод должно быть установлено фильтрующее устройство. Чаще всего используются двухпроводные эквиваленты сети, хотя выпускаются трехпроводные (для источников, питаемых от трехфазной сети) и даже четырехпроводные (четвертый провод для нейтрали).

В двухпроводном эквиваленте сети необходимо регламентировать сопротивления между каждой парой проводов (R_{ac} — симметричное сопротивление) и сопротивления между каждым из проводов и землей. Эквивалент сети, в котором регламентируются все эти сопротивления, называется Δ -образным и используется он для измерения симметричных и несимметричных составляющих напряжения радиопомех. В тех случаях, когда симметричное напряжение помехи не играет существенной роли, может использоваться так называемый V -образный эквивалент сети, в котором регламентируются только сопротивления между каждым из проводов и землей. V -образный эквивалент значительно проще Δ -образного.

Международная электротехническая комиссия (МЭК) при измерении помех, создаваемых гетеродинами приемников, регламентирует параметры Δ -образного эквивалента сети [24] в несколько ином виде: в нем задаются сопротивления между каждым проводом и землей, а также сопротивление R_0 между двумя соединенными вместе (по вч) проводами и землей. Последняя схема несколько проще Δ -образного эквивалентна сети, а получаемые с его

применением результаты измерений позволяют рассчитать симметричное и несимметричное напряжения.

В эквивалентах сети, используемых на высоких частотах, регламентированные сопротивления должны быть по возможности активными. Невыполнение этого условия приводит к значительному расхождению результатов измерения. Учитывая, что чисто активное сопротивление эквивалента сети трудно осуществить (следует иметь в виду, что эквивалент сети контролируется с расчетом на прохождение больших промышленных токов — 6—10 и более ампер), МСКР регламентирует фазовый угол реактивного сопротивления

$$\varphi = \arctg \frac{x}{R},$$

Таблица 12

Рабочие частоты, МГц	Схема	R_3 , Ом	R_{3c} , Ом
0,15—30	V-образная	150 ± 20	—
	Δ -образная	150 ± 20	150 ± 20
30—300	V-образная	50^1	—

¹⁾ Допуск пока не задан

который во всех случаях должен быть меньше 20° . Сопротивления эквивалентов сети различных диапазонов указаны в табл. 12.

На рис. 29 изображена схема двухпроводного V-образного эквивалента сети с $R_3 = 150$ Ом, рассчитанная на подключение изме-

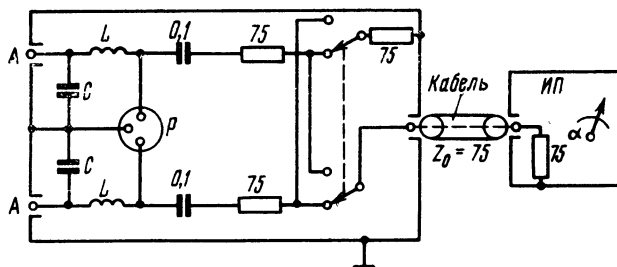


Рис. 29. V-образный эквивалент сети:

АА — к электрической сети, Р — к источнику помех

рителя помех с входным сопротивлением 75 Ом. Для выполнения требований, предъявляемых к импедансу эквивалента сети, дроссели развязывающего устройства, содержащегося в эквиваленте, должны иметь полное сопротивление выше 1000 Ом на всех частотах измерений. На рис. 30 изображены схемы двухпроводного Δ -образного эквивалента сети и векторная диаграмма измеряемых напряжений. В положении 1 переключателя П измеряется величина $\frac{1}{6} \bar{U}_A$, в положении 2 — векторная сумма $\frac{1}{12} (\bar{U}_A + \bar{U}_B)$, в положении 3 — величина $\frac{1}{6} \bar{U}_B$. По этим же трем величинам строит-

ся векторная диаграмма и определяется $\frac{1}{2} (\bar{U}_A + \bar{U}_B)$ — несимметричное и $(\bar{U}_A - \bar{U}_B)$ — симметричное напряжения помех.

На рис. 31 изображены схема эквивалента сети и характеристика его сопротивления Z_3 , рекомендованная МСКР для диапазона частот 10—150 кГц. Применение особой схемы для данного диапазона вызвано следующими причинами.

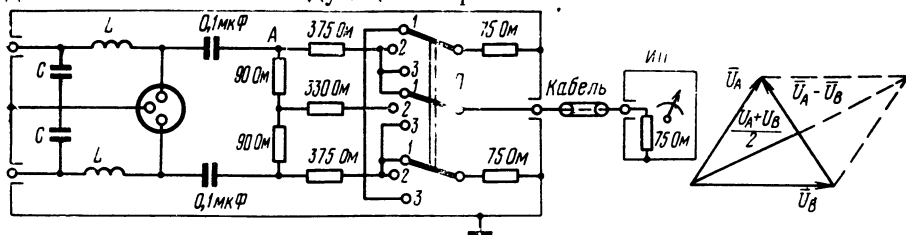


Рис. 30. Δ -образный эквивалент сети

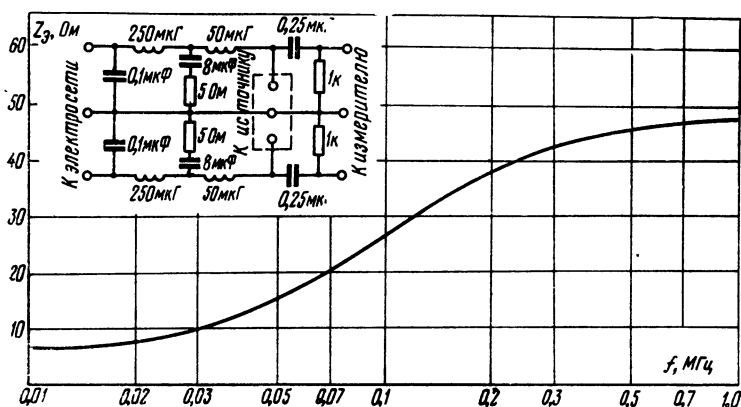


Рис. 31. Эквивалент сети на диапазон частот 10—150 кГц и зависимость его сопротивления от частоты

Исследования, проведенные в СССР [25] и Англии [26] показали, что в диапазоне сверхдлинных волн активная и реактивная составляющие импеданса электрических сетей имеют явно выраженную линейную зависимость от частоты; при этом среднее значение Z_3 меняется от нескольких Ом на 10 кГц до 40—50 Ом на 150 кГц. В этом диапазоне трудно выполнить конструкцию дросселя по условию

$$L \geq (6 \div 10) \frac{R_3}{\omega}$$

из-за сравнительной низкой частоты (нужен дроссель на большой ток и большую индуктивность). Поэтому для диапазона 10—150 кГц МСКР принял эквивалент сети с переменным значением Z_3 от 7 до 85 Ом.

Ряд дополнительных требований к эквивалентам сети, крайне необходимых с точки зрения точного измерения радиопомех, сформулирован в документе СЭВ [27]. По требованию СЭВ общее затухание, вносимое фильтром нижних частот, должно быть не менее 30 дБ; эффективность экранирования — не менее 30 дБ; допустимое падение напряжения при номинальном токе не должно превышать 2,5%; в диапазоне выше 30 МГц эквивалентное сопротивление $R_0 = 75 \text{ Ом}$ (в МСКР — 50 Ом) при коэффициенте стоячей волны не более 2.

При измерении напряжения радиопомех необходимо соблюдать ряд правил. Так, измеритель и источник помех должны подключаться к эквиваленту сети проводами (или экранированными кабелями) минимальной длины. Результаты измерений могут в сильной степени зависеть от расположения источника по отношению к земле, поэтому варианты расположения регламентируются в требованиях по измерению помех от отдельных типов источников радиопомех. Измерения возможны только в тех случаях, когда посторонние помехи не менее чем на 20 дБ меньше самой малой измеряемой величины. Источник помех при измерениях должен работать в нормальном режиме с нормальной нагрузкой.

Существенную роль при измерении напряжения помех оказывает заземление источника помех. Влияние заземления поясняется следующими рассуждениями.

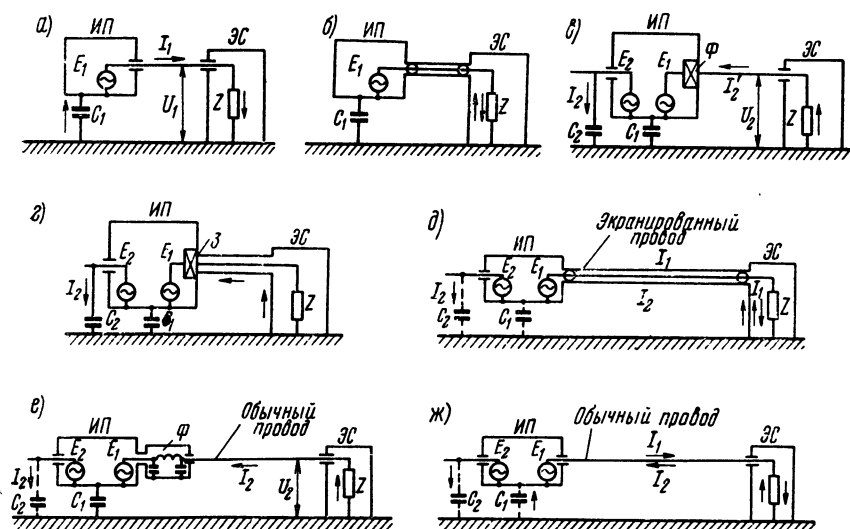


Рис. 32. Схемы заземлений при измерении помех

На рис. 32 показаны различные случаи работы заземления при измерении с помощью эквивалента сети. Ток помехи I_1 , следующий от испытуемого устройства к эквиваленту сети Z (рис. 32а),

а следовательно, и напряжение U_1 , измеряемое на эквиваленте, увеличиваются при увеличении емкости C_1 , включенной между экраном устройства и землей. Напряжение U_1 принимает максимальное значение $U_1 = ZI_1 \approx E_1$ в случае, когда устройство либо непосредственно соединено с землей (при замыкании C_1), либо питается через экранированные провода (рис. 32б).

На рис. 32в и г показаны устройства с хорошей фильтрацией, но несовершенной экранировкой. В этом случае ток помех, следующий в сеть, практически равен нулю. С другой стороны, из-за щелей в несовершенном экране или из-за провода, выходящего из экрана и действующего как антенна, может возникнуть нежелательное излучение. В обоих случаях эта утечка энергии может быть представлена на схеме с помощью внешнего конденсатора C_2 , включенного между внутренним источником помех, имеющим эдс E_2 , и землей. Через емкость C_2 проходит ток I_2 .

Ток утечки I_2 замыкается на землю, а его часть I'_2 возвращается по проводам питания (рис. 32в). Если полное сопротивление емкости C_1 велико по сравнению с Z (т. е. $\omega ZC_1 \ll 1$), то ток I'_2 примерно равен I_2 и напряжение на зажимах эквивалента сети $U_2 = ZI_2$ зависит только от величины утечки тока.

При увеличении C_1 Z будет шунтировано и U_2 уменьшится. В пределе при замыкании C_1 (что имеет место при питании устройства через экранированные провода) ток утечки I_2 проходит только по экрану этих проводов и напряжение U_2 уменьшается до нуля (рис. 32г).

Наиболее типичный на практике случай, когда ни экранировка, ни фильтрация не совершенны. При этом оба вышеописанных эффекта действуют одновременно, накладываясь друг на друга. В этих условиях могут встретиться при следующих случаях:

1. Питание через экранированные провода (рис. 32д). Ток I_2 , обусловленный излучением, замыкается на землю через внешние поверхности экрана эквивалента сети и проводов питания. Этот ток не оказывает влияния на Z . Напряжение U_1 , измеряемое на сопротивлении Z , обусловлено только протеканием тока I_1 по проводам питания. Ток I_1 возвращается к источнику по внутренним поверхностям экрана эквивалента сети и проводов питания. В этом случае напряжение U_1 имеет наибольшую величину: $U_1 = ZI_1 \approx E_1$.

2. Питание через неэкранированные провода, снабженные фильтром (рис. 32е). При включении на входе электроустройства высокоэффективного фильтра нижних частот, экран которого непосредственно соединен с экраном электроустройства, ток I_1 , следующий от источника в сеть питания, полностью задерживается указанным фильтром. Как и в случае, представленном на рис. 32в, ток I_2 , обусловленный излучением, возвращается через сопротивление Z и провода питания (если $ZC_1\omega \ll 1$). В этом

случае напряжение U_2 , измеряемое на сопротивлении Z , создается одним лишь излучением.

3. Питание через обычные провода (рис. 32ж). Если убрать фильтр, изображенный на рис. 31е, то ток I_1 от источника E_1 вновь появляется в проводах (рис. 32ж). Но, поскольку цепь замкнута через емкость C_1 , его величина уменьшается в $ZC_1\omega$ раз (если $ZC_1\omega \ll 1$) по сравнению с максимальным значением (рис. 32д). Ток I_2 имеет ту же самую величину, что и в предыдущих случаях, но, поскольку провода не экранированы, он проходит по сопротивлению Z и сетевым проводам. Напряжение U на эквиваленте сети является в этом случае следствием наложения токов I_1 и I_2 . В случае, когда электродвижущие силы E_1 и E_2 создаются общим внутренним источником, результирующее напряжение U зависит не только от амплитуд токов, но и от сдвига фаз между ними. На определенных частотах может оказаться, что токи I_1 и I_2 находятся в противофазе, и если они имеют при этом примерно одну и ту же величину, напряжение U может стать весьма малым при весьма больших значениях I_1 и I_2 . Кроме того, при изменении частоты источника противофазность может не сохраняться и напряжение U будет подвергаться быстрым и значительным изменениям.

На основании сказанного определяются способы заземления. До сих пор предполагалось, что заземление устройства осуществляется через экраны проводов питания. Это единственно правильное решение, позволяющее осуществить заземление с разделением токов I_1 и I_2 (как это указано выше). Такое заземление может быть применено на всех без исключения частотах.

В диапазоне средних волн ($f < 1,6$ МГц) практически тот же результат можно получить, осуществляя заземление с помощью короткого провода (максимум один метр), проходящего параллельно сетевому проводу на расстоянии не более 10 см от последнего. Для частот выше нескольких мегагерц это упрощенное решение следует применять с осторожностью, особенно на повышенных частотах. В этом случае рекомендуется всегда применять экранированные провода.

Из вышеизложенного следует, что измерение напряжения на эквиваленте сети, а следовательно, и результат этого измерения в большой степени зависят от способа соединения корпуса устройства с землей. Поэтому важно точно регламентировать условия заземления.

В принципе, основная цель заземления состоит в разделении токов I_1 и I_2 и создании условия компенсации их воздействий на измеритель. (Измеритель при этом измеряет напряжение U на сопротивлении Z .) В предельном случае — при непосредственном соединении корпуса устройства с землей, т. е. при замыкании C_1 , — ток I_1 , а следовательно, и напряжение $U_1 = ZI_1 \approx E_1$ максимальны, тогда как ток I_2 , обусловленный излучателем, полностью проходит

через короткозамкнутую цепь и напряжение U_2 обращается в нуль.

В итоге можно сформулировать следующие общие правила:

1. Непосредственное заземление следует применять в случаях неизлучающего устройства (например, электрического двигателя, так как измерение в этом случае дает максимальное значение мешающего напряжения, которое может встретиться на практике) и излучающего устройства с плохой фильтрацией, когда не ставится целью измерение излучения, а измеряются лишь помехи, попадающие непосредственно в провода питания, для оценки эффективности фильтра (например, в случае цепей развертки телевизионных приемников), для оценки в лабораторных условиях действительных помех, создаваемых устройством, излучение которого при нормальной работе подавляется экранировкой (например, трансформатор системы запала нефтяных котельных).

2. Непосредственное заземление совершенно недопустимо при испытании устройства с очень хорошей фильтрацией, однако создающего значительное излучение (например, озонаторы, медицинская аппаратура с затухающими колебаниями, дуговые сварочные аппараты и т. д.). Действительно, во всех этих случаях при непосредственном заземлении напряжение на эквиваленте сети становится очень малым, тогда как без такого заземления или при заземлении через некоторое сопротивление Z_3 это напряжение может оказаться весьма большим или, что еще хуже, неопределимым. В таком случае измерение теряет смысл и возникает необходимость заземления через регламентированное активное сопротивление, имитирующее обычно применяемый заземляющий провод значительной длины.

3. В случае отсутствия заземления напряжение на эквиваленте сети является результатом сложения токов I_1 и I_2 . Измерение, дающее точное значение, может быть проведено лишь при уменьшении одного из этих токов до нуля, т. е. либо в случае устройства с хорошей экранировкой, но плохой фильтрацией (например, двигатель), либо в случае устройства с очень хорошей фильтрацией, но создающего излучение (например, телевизионный приемник, озонатор и т. д.).

В общем случае измерение дает лишь величину общей результирующей помехи без каких-либо разграничений, причем результаты действительны лишь для условий, существующих во время испытания. Поэтому условия следует очень четко регламентировать, в частности значения емкости на землю различных элементов устройства (например, емкости антенного фидера в случае телевизионного приемника). Кроме того, одиночные измерения на произвольно выбранной частоте не имеют смысла, если при этом токи I_1 и I_2 находятся в противофазе. Поэтому, в принципе, необходимы измерения на нескольких частотах.

11. ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ РАДИОПОМЕХ

Для измерения напряженности поля измеритель помех должен быть снабжен антеннами определенного типа. Измерение напряженности поля радиопомех в диапазоне частот до 30 МГц очень часто производят в зоне индукции, в которой нельзя указать определенное соотношение между электрической E и магнитной H составляющими электромагнитного поля. Поэтому для диапазона до 30 МГц МСКР рекомендует измерение обеих составляющих с использованием рамочной антенны для измерения H и штыревой антенны для измерения E . Рекомендуется, чтобы размеры рамки (квадратной или круглой) не превосходили 60 см, а длина вертикального штыря была бы равной 1 м. В диапазоне свыше 30 МГц типовой антенной измерителя помех является полуволновый горизонтальный вибратор. Для диапазона 30—80 МГц (в котором длина полуволнового вибратора достигает 5 м) допускается применение так называемого укороченного диполя: вибратора, настроенного на 80 МГц. Антенна должна быть согласована с фидером, а фидер — со входом измерителя помех; при использовании коаксиального фидера должны использоваться согласующие трансформаторы, обеспечивающие переход с симметричной на несимметричную схему. Вибраторные антенны должны быть поворотными, чтобы можно было измерять поля с различной поляризацией. Симметрия антенны должна быть такой, чтобы при соответствующей ориентировке антенны в однородном поле отношение максимального и минимального показаний измерительного прибора составляло не менее 20 дБ.

На частотах 300—1000 МГц действующая высота дипольной антенны невелика. Поэтому МСКР допускает применение и других антенн, если последние удовлетворяют следующим требованиям:

- а) антенна должна быть плоско-поляризованной;
- б) главный лепесток диаграммы направленности антенн должен быть таким, чтобы чувствительности в направлении прямого луча и луча, отраженного от земли, отличались бы друг от друга не более, чем на 1 дБ;
- в) коэффициент стоячей волны в сквозном тракте «антенна — фидер — измеритель» — не больше 2.

Проверка диаграммы направленности по п. «б» проводится в горизонтальной плоскости для двух положений антенны: вертикального и горизонтального. В каждом случае отмечается угол 2 θ , в пределах которого чувствительность не падает по сравнению с максимумом более чем на 1 дБ. При измерении напряженности поля радиопомех предпринимается ряд мер, сходных с мерами при измерении напряжения радиопомех. Так, испытываемое устройство должно подключаться к электрической сети через эквивалент сети (чтобы стабилизировать высокочастотную нагрузку и не допустить переизлучения прочих радиопомех, существующих в элек-

трической сети), располагаться на определенном расстоянии и определенным образом по отношению к измерительной антенне, заземляться в случаях, если при нормальной эксплуатации оно заземлено, и т. д. Измерение напряженности поля радиопомех должно производиться в местах, свободных от мешающих полей; последнее требование часто приводит к необходимости измерения не на рекомендованных частотах, а на соседних с ними, на которых не сказывается работа радиостанций и других излучающих объектов. При измерении напряженности поля на укв следует считаться с возможностью образования большой погрешности из-за волновой структуры поля в вертикальной плоскости. Ниже объясняется это явление.

Если излучаемая мощность равна P , то напряженность поля E , создаваемая в свободном пространстве изотропной излучающей системой, выражается формулой

$$E_l = \sqrt{\frac{Z_0}{4\pi}} \frac{\sqrt{P}}{l} = \frac{\sqrt{30P}}{l}, \quad (104)$$

где $Z_0 = 120 \pi$ Ом — сопротивление свободного пространства, l — расстояние между точкой измерения и излучаемой системой.

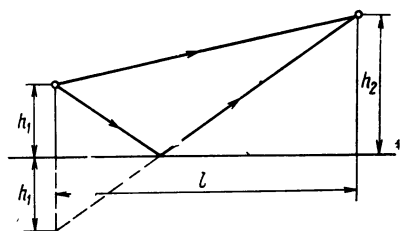


Рис. 33. К измерению напряженности поля

При измерении помех от индустриальных источников измерительная антенна и источник располагаются над землей; поэтому в точке приема действуют две составляющие напряженности поля, обусловленные прямыми и отраженными лучами (рис. 33), между которыми, из-за разности хода, существует сдвиг по фазе. Если источник помех располагается на

высоте h_1 над землей, измерительная антенна — на высоте h_2 , то мгновенное значение напряженности поля в точке приема

$$e = \frac{\sqrt{30P}}{l} \left[\cos \omega t + v \cos \left(\omega t + 2\pi \frac{\Delta l}{\lambda} \right) \right],$$

где разность хода

$$\Delta l = \sqrt{l^2 + (h_1 + h_2)^2} - \sqrt{l^2 + (h_1 - h_2)^2}.$$

Для идеальной земли (или измерительной площадки, покрытой металлом) $v = -1$; для этого случая после простых преобразований получим $e = E \sin(\omega t + \varphi)$, где

$$E = 2E_l \sin \left\{ \pi \frac{l}{\lambda} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{h_1 + h_2}{l} \right)^2} - \sqrt{1 + \left(\frac{h_1 - h_2}{l} \right)^2} \right] \right\}. \quad (105)$$

Из последнего равенства видно, что в зависимости от величин l , λ , h_1 и h_2 амплитуда напряженности поля E может принимать все

значения от 0 до $2E_L$. Характер этой зависимости для некоторых частных случаев иллюстрируется рис. 34. Из рисунка видно, что при определенной высоте расположения источника помех h_1 и выбранном расстоянии l для каждой длины волны λ изменение высоты приемной антенны h_2 приводит к получению различных значе-

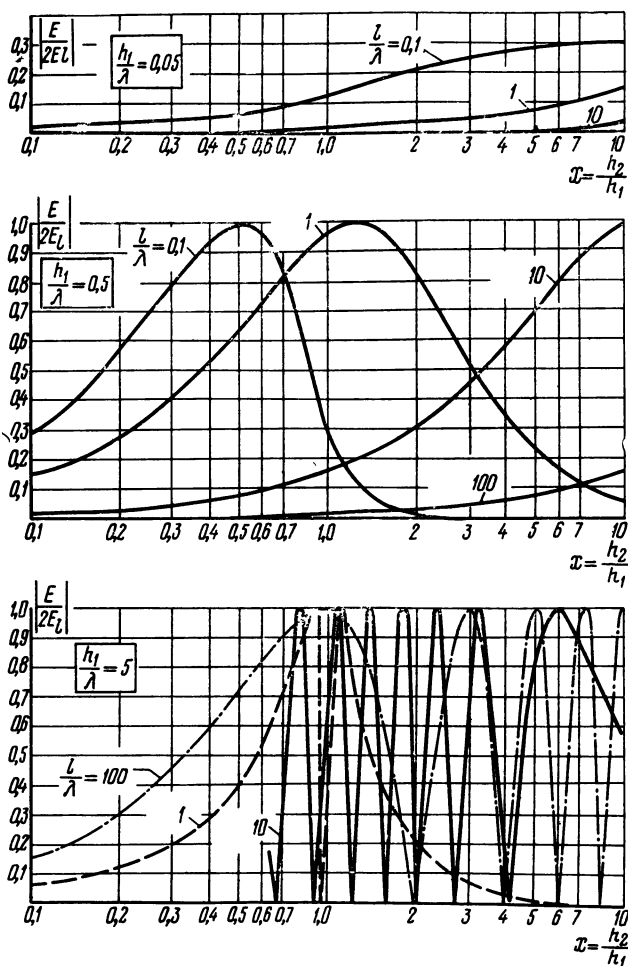


Рис. 34. Изменение напряженности от высоты антенны

ний E . Вследствие этого при измерении помех на укв для получения определенного результата, а именно $E_{max} = 2E_L$, рекомендуется плавно изменять высоту антенны в пределах от 1 до 4 м и при этом отмечать максимальные показания измерителя помех.

Когда расстояние между точками излучения и приема сравнительно велико, равенство (105) может быть приведено к более

простому виду. Полагая $h_1 + h_2 \ll 1$, получим

$$E = 2E_l \sin \left(2\pi \frac{h_1 h_2}{\lambda l} \right). \quad (106)$$

Максимальная напряженность получится, когда

$$\frac{h_1 h_2}{\lambda l} = \frac{1}{4}; \frac{3}{4}; \frac{5}{4} \dots$$

Для расстояний, при которых величина $\frac{h_1 h_2}{\lambda l} \ll \frac{1}{4}$, синус угла можно заменить углом и тогда напряженность поля определяется монотонной функцией

$$E = 2E_l 2\pi \frac{h_1 h_2}{\lambda l}. \quad (107)$$

Формулы (106) и (107) позволяют дать следующую рекомендацию для измерений. До измерений следует определить коэффициент $\frac{h_1 h_2}{\lambda l}$. Если он окажется больше $1/4$, то тогда необходимо

плавню изменять высоту антенны и искать максимальное показание. Если коэффициент меньше $1/4$ для всех практических h_2 , то измерение следует проводить при максимально возможной высоте h_2 (обычно 3—4 м).

Измерения напряженности поля на укв (выше 30 МГц) необходимо проводить на специальных измерительных площадках, свободных от отражений. В общем случае такими свойствами обладают площадки, на которых нет строений, деревьев, проводных линий и других предметов, величина которых соизмерима с $(0,5 + 0,1)\lambda$ в пределах площади, значительно превосходящей l^2 . Найти подходящие измерительные площадки практически очень трудно. В рекомендациях МСКР полагается, что подходящей измерительной площадкой может явиться некоторая свободная от всех отражающих предметов площадь, очерченная эллипсом, у которого большой диаметр равен $2l$, а малый — $\sqrt{3} l$. Если в фокусах такой эллиптической площадки поместить источник помех и измерительную антенну, то путь, проходимый лучом, отраженным от любого предмета на периметре эллипса (и тем более — за периметром) будет не менее чем в 2 раза длиннее пути, проходимого прямым лучом между фокусами. Это определение было сделано в предположении, что за пределами эллипса нет больших объектов, таких, как дома, стены и пр. Если же на границах эллипса будет находиться один из крупных объектов, то погрешность измерения за счет отраженного от него луча будет большой.

Более правильно провести фактическую проверку выбранной площадки на наличие отражений. Такая проверка всегда необходима в случаях, когда свободная площадь не может быть выбрана достаточно большой. В [28] рекомендовано проверять площадку следующим образом. Симметричная полуволновая антенна, уста-

новленная на измерительной площадке, создает эталонное электромагнитное поле, которое, при отсутствии отражений, может быть достаточно точно рассчитано.

Для этого вновь используем (104) и (106). При замене изотропной излучающей системы полуволновым диполем необходимо учесть усиление антенны $G=1,64$. Далее выразим мощность P через напряжение U на клеммах антенны (U легче измерить) и сопротивление излучения $R_{\Sigma} = 75 \text{ Ом}$:

$$P = U^2/R_{\Sigma}.$$

Тогда

$$E_l = \frac{\sqrt{30PG}}{l} = \sqrt{\frac{30G}{R_{\Sigma}}} \frac{U}{l} = 0,81 \frac{U}{l}.$$

Для небольших расстояний

$$E = \frac{1,62U}{l} \sin\left(2\pi \frac{h_1 h_2}{\lambda l}\right). \quad (108)$$

После расчета по ф-ле (108) производится измерение фактической напряженности поля. Площадка считается свободной от отражений, если рассчитанное и измеренное значения отличаются не более чем на 20%.

Формула (108) выведена в предположении идеально-проводящей (или металлизированной) земли только для горизонтальной поляризации и больших измерительных расстояний (в зоне излучений), что ограничивает ее применение во многих практических случаях. В рекомендациях МЭК [24] дается методика проверки металлизированной проводящей площадки, предназначенной для измерения горизонтально поляризованного поля E при $l=3 \text{ м}$; требования МЭК базируются на эмпирических данных.

Наиболее полная проверка измерительной площадки — на отсутствие отражений производится в соответствии с методом, разработанным в [29] и принятым в ГОСТ 16842—71. Общий метод и в

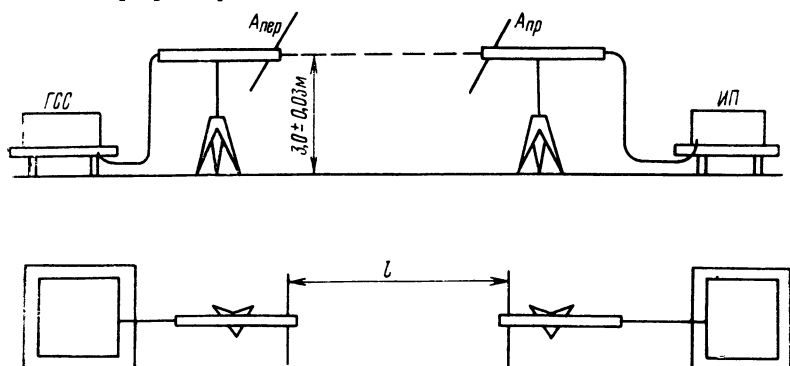


Рис. 35. Проверка измерительной площадки:

1 — ГСС, 2 — измеритель помех, 3 — антенна передающая, 4 — антенна приемная

этом случае сводится к сопоставлению расчетной напряженности поля, создаваемого эталонной антенной, с фактической величиной. Последний метод предусматривает проверку как металлизированных, так и неметаллизированных ($\nu \neq -1$) площадок для горизонтальной и вертикальной поляризаций. Проверка проводится по схеме, показанной на рис. 35. Высота приемной и передающей антенн одинакова и равна 3 м; расстояние l при проверке площадки устанавливается таким же, как и при последующих измерениях радиопомех. В качестве обеих антенн используются полуволновые вибраторы. Напряжение U от ГСС подводится к передающей антенне $A_{\text{пер}}$, а с помощью точно откалиброванного измерителя напряженности поля ИП измеряется E . Для определения пригодности площадки

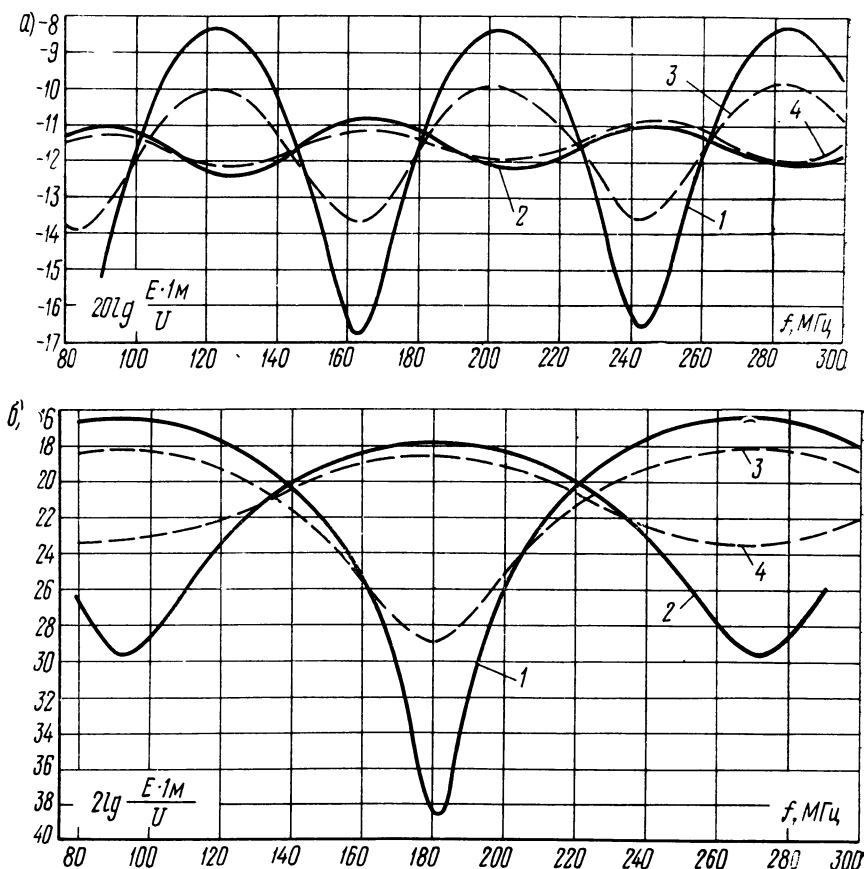


Рис. 36. Расчетные коэффициенты для проверки площадок при $l=3$ м (а) и $l=10$ м (б):

1 — металлизированная площадка и горизонтальная антенна, 2 — металлизированная площадка и вертикальная антенна, 3 — неметаллизированная площадка и горизонтальная антенна, 4 — неметаллизированная площадка и вертикальная антенна

результаты измерений сравниваются с предварительно подготовленными расчетными данными.

На рис. 36 приведены семейства кривых коэффициентов для проверки металлизированной и неметаллизированной площадок. При $l \geq 30$ м сравнение может производиться по ф-ле (108). Площадка считается пригодной, если расхождение не превышает ± 3 дБ при горизонтальном расположении антенн и ± 4 дБ — при вертикальном.

12. СПЕЦИАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПОМЕХ НА УКВ

Трудности измерений

Имеющийся во многих странах опыт по измерению напряженности поля помех по методу МСКР указывает на значительные трудности, возникающие при его применении. В основном они сводятся к следующему:

- 1) большая стоимость измерительных площадок;
- 2) сложность измерений, связанная с необходимостью изменения высоты и поляризации антенны;
- 3) мешающее влияние ближних и дальних радиостанций;
- 4) зависимость показаний от влажности, дождя, тумана и пр.;
- 5) трудности измерений под открытым небом.

В связи с изложенным в течение ряда последних лет МСКР проводил изучение лабораторных методов измерения помех на укв, заменяющих измерение напряженности поля помех. Ниже описываются наиболее перспективные из них.

Измерение напряжения помех при помощи щелевого фильтра

В работе [30] описан метод измерения, базирующийся на применении четвертьволнового шлейфа (рис. 37). Шлейф состоит из трех четвертьволновых линий: $ABCD$, $CDEF$ и $EFGH$. Входное сопротивление первой разомкнутой на конце линии $Z_{AC} = 0$. При этом источник помех оказывается соединенным с эквивалентным сопротивлением R и входным сопротивлением линии $CDEF$; последняя замкнута на конце, и ее входное сопротивление $Z_{CE} = \infty$. Вследствие этого вся энергия источника переходит в сопротивление R . Сопротивление $Z_{AC} = \infty$ при $Z_{BD} = \infty$; сопротивление Z_{BD} зависит от входного сопротивления проводов питания Z_I , расположенных вне шлейфа и сопротивления линии $EFGH$ в точках FH . Если электрическая длина последней линии равна четверти волны, то $Z_{FH} = \infty$ и $Z_{BD} = \infty$.

Отсюда следует, что данное устройство может выполнять функции эквивалента сети при условии, что все три линии настроены в резонанс. Для каждой частоты измерения нужен отдельный шлейф. Настройка шлейфа оказывается зависимой от диэлектри-

ческих свойств (коэффициента укорочения волны) и диаметра провода, используемого для питания источника помех.

В случае малогабаритных электроустройств питание чаще всего подводится по многожильным медным проводам с резиновой

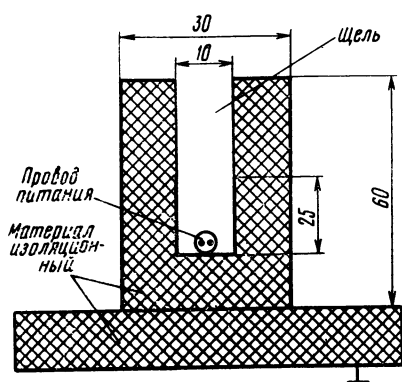
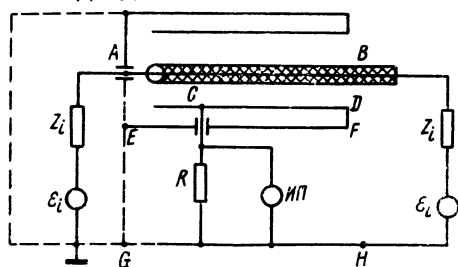


Рис. 37. Схема и конструкция щелевого фильтра

пренебречь. Общая измерительная установка (рис. 38) состоит из нескольких фильтров, каждый из которых настроен на определенную частоту. Источник помех располагается в экранированном от-

или полихлорвиниловой изоляцией, коэффициент укорочения волны которых равен 0,6—0,8. Для обеспечения настройки свободное пространство между проводами и первой линией $ABCD$, а также внутренние полости остальных линий заполняются изоляционным материалом (полиэтилен и др.) с коэффициентом укорочения, близким к 0,7. Практическая проверка показала, что построенные таким образом шлейфы сохраняют необходимые характеристики для измерения помех от большинства малогабаритных электроустройств.

Для того чтобы максимально ускорить измерения, не отключать кабель и не снимать вилку, фильтр выполняется в виде $вч$ линий прямоугольного сечения со щелью наверху. Высота сечения выбирается много больше ширины, и поэтому излучением через щель можно

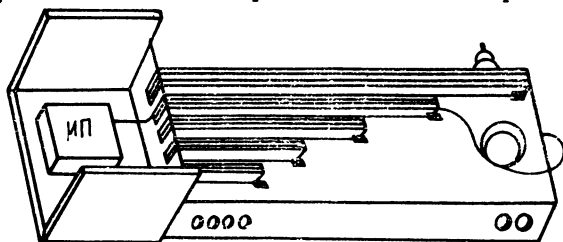


Рис. 38. Общий вид измерительного устройства с несколькими щелевыми фильтрами

секе. Эквивалентное сопротивление R (для каждого фильтра свое) подключается у самого входа фильтра и тем самым обеспечивает соединение источника с R кратчайшим путем.

Основные недостатки этого метода: 1) применение только для малогабаритных устройств с гибким кабелем питания; 2) измерение только на фиксированных частотах.

Измерение мощности помех шведским методом замещения

Электрические устройства с металлическими экранами излучают вч энергию в основном через питающий сетевой провод. Излучение зависит от его длины и концевой нагрузки. При определенных условиях питающий провод может оказаться настроенным в резонанс и при этом будет излучаться максимальная мощность. Хотя в реальных условиях вероятность этого мала, тем не менее максимальная мощность излучения может характеризовать потенциальную способность источника создавать при благоприятных условиях наибольший уровень помех. Эта мощность характеризует источник помех вне зависимости от условий, в которых он будет эксплуатироваться. Достоинством такого способа измерения является также то, что он доступен приборам с небольшой чувствительностью.

По шведскому методу [31] сначала с помощью четвертьволнового стоп-фильтра настраивают питающий провод в резонанс, а затем осуществляют замещение излучающего провода источника помех полуволновым диполем, располагаемым в том же месте. Использование метода замещения позволяет проводить измерения даже при отражениях от близко расположенных стен

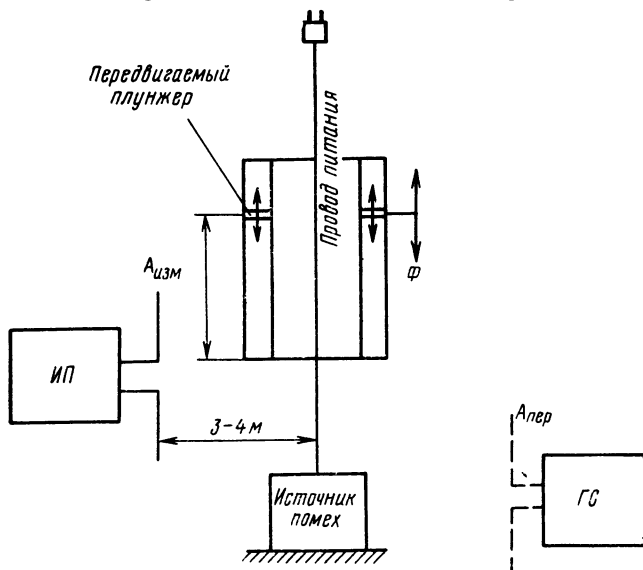


Рис. 39. Схема измерений со стоп-фильтром

и предметов, т. е. делает возможными измерения интенсивности помех в лабораторных помещениях с размером $8 \times 7 \times 4 \text{ м}^3$. На рис. 39 показана общая схема измерений по шведскому методу. Источник помех, питаемый от электрической сети через провод питания, располагается на расстоянии 3—4 м от измерительной антенны $A_{\text{изм}}$, соединенной с измерителем помех ИП. На провод питания одет заграждающий коаксиальный фильтр Φ , благодаря которому сопротивление проводов в точке А относительно земли становится равным бесконечности, что эквивалентно отрезку провода по вч в точке А. Перемещая фильтр вдоль провода, можно добиться максимума излучаемой мощности, который фиксируется по относительным показаниям измерителя помех. В данном случае измеритель помех не может использоваться как прямопоказывающий прибор, измеряющий напряженность поля, поскольку из-за множества отражений его первоначальная калибровка оказывается нарушенной. Поэтому в дальнейшем источник помех и его питающий провод убираются, а на место питающего провода помещается передающий полуволновый диполь $A_{\text{пер}}$, питаемый от генератора сигналов ГС. Регулировкой выходной мощности генератора можно добиться повторения первоначального показания измерителя помех, после чего можно считать, что известная мощность на выходе генератора равна мощности, излученной источником помех.

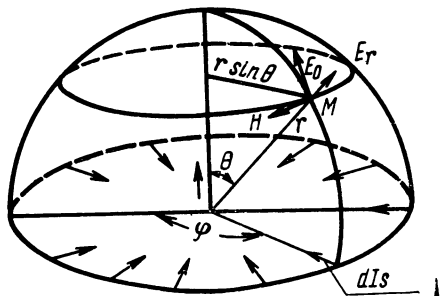
Описанный метод является очень точным, однако большая трудоемкость измерений и необходимость использования все же достаточно большого помещения ограничивают возможности использования метода.

Измерение мощности помех при помощи конусного стола

Метод, описанный в [32], базируется на следующем. Источник помех, установленный над проводящей поверхностью, создает вертикально поляризованное электромагнитное поле. На достаточно большом (по сравнению с размерами источника) расстоянии излучаемая волна представляет собой полусферу, в центре которой находится источник

(рис. 40).

Если известен ток I от источника на землю, то составляющие поля для некоторой точки $M(r, \theta)$, отдаленной на расстояние $r \gg \lambda$, определяются по следующим соотношениям:



$$H = -\frac{I}{r} \sin \theta e^{-i2\pi \frac{r}{\lambda}},$$

Рис. 40. Составляющие поля при излучении мощности

$$E_{\theta} = -\frac{I}{r} Z_0 \sin \theta e^{-i2\pi \frac{r}{\lambda}},$$

где $Z_0 = 30$ Ом — сопротивление среды.

Вектор Пойнтинга в направлении OM

$$P_{\theta} = \frac{1}{4\pi} (\overline{E_{\theta} H}) = \frac{I^2 Z_0}{8\pi r^2} \sin^2 \theta.$$

По нему можно определить суммарную мощность излучения

$$P = \int_0^{\frac{\pi}{2}} P_{\theta} 2\pi r^2 \sin \theta d\theta = \frac{1}{6} I^2 Z_0. \quad (109)$$

Излучаемая электромагнитная волна создает в проводящем основании сеть радиальных поверхностных токов

$$dI_s = \frac{1}{4\pi} H r d\varphi.$$

Суммарное эффективное значение тока в круге радиуса r (при $\theta = \pi/2$)

$$I_s = \frac{1}{\sqrt{2}} \int_0^{2\pi} dI_s = \frac{Hr}{2\sqrt{2}} = \frac{I}{2\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{P}{40}}.$$

Таким образом, показано, что при сравнительно коротких волнах, когда $\lambda \ll r$ (при измерениях почти всегда расстояние r равно нескольким метрам), суммарный ток в металлическом основании (под источником помех) через круг радиуса r не зависит от величины r ; этот ток связан определенной зависимостью с общей мощностью излучения P .

Для того чтобы определить мощность излучения, достаточно измерить суммарный ток в круге с произвольным радиусом. Измерения проводятся с помощью конусного стола (рис. 41), состоящего из круглой металлической пластины 1, на которой устанавливается испытуемый источник помех, металлического конуса 2 и

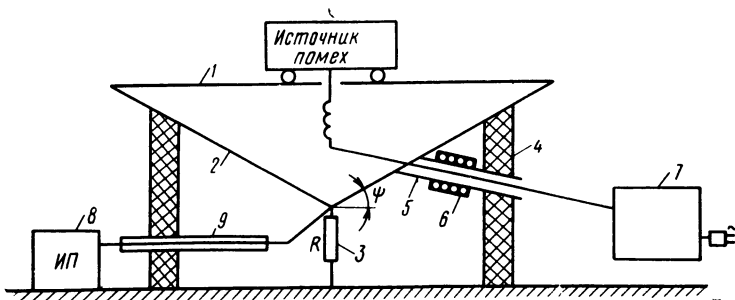


Рис. 41. Устройство конусного стола

согласующего сопротивления 3. Конус 2 выполняет роль апериодического коллектора тока. Для работы в широком диапазоне частот (например, 100—1000 МГц) необходимо обеспечить такой режим бегущей волны, при котором вся энергия передается от периферии круга к нагрузочному сопротивлению 3 и не отражается от него обратно. Поэтому коллектор выполнен в виде конической вч линии. По конструктивным соображениям эта линия выполняется с углом $\psi = 20^\circ$. Диаметр круга берется равным 1 м для диапазона 30—100 МГц. Изоляционные опоры 4 поддерживают устройство. Металлическая трубка 5 экранирует ввод провода питания источника; на нее одеваются ферритовые кольца 6, так что сопротивление между трубкой и землей получается не менее 200 Ом. Для фильтрации помех, имеющихся в электрической сети, используется фильтр 7; измеритель помех 8 присоединяется к нагрузочному сопротивлению через экранированный кабель 9. Входное сопротивление измерителя помех согласуется с нагрузочным сопротивлением и сопротивлением ввода 5.

Конусный стол может быть использован для нескольких видов измерений: мощности только от проводов питания (источник располагается внутри конуса), суммарной мощности излучения корпуса и проводов и пр.

Описанный метод имеет также высокие метеорологические достоинства. Его значительное преимущество — возможность проведения раздельных измерений: только источник, источник с проводом и пр. Однако и этот метод трудоемок и может использоваться пока только для исследовательских целей.

Из всех новых методов измерения радиопомех к настоящему времени МСКР официально принял метод измерения мощности радиопомех при помощи поглощающих клещей. Этот метод описывается ниже.

13. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ РАДИОПОМЕХ

Метод измерения излагается в работе [33] и заключается в следующем. Испытуемый источник помещается на неметаллический стол, а его излучающий провод вытягивается по прямой линии. На провод надеваются поглощающие клещи, соединенные со стандартным измерителем помех. Устройство клещей показано на рис. 42. Излучающий провод проходит через трубку А, заполненную ферритовыми тороидами. Первые два-три тороида совместно с витком связи 1 образуют трансформатор тока, соединенный коаксиальным кабелем 2 с измерителем помех. С целью создания высокочастотной изоляции между клещами и землей коаксиальный кабель 2 пропускается через трубу В, также заполненную ферритовыми тороидами. Для того чтобы облегчить пропускание питающего провода через клещи, труба А выполняется из двух составных частей, в каждой из которых содержатся разрезанные пополам тороиды; при помощи пружинящих устройств обеспечи-

вается полное прилегание разрезанных половинок друг к другу при соединении обеих половин трубы А. Общий вид поглощающих клещей показан на рис. 43. Ферритовые тороиды, одетые на излучающий провод, резко увеличивают его высокочастотное сопро-

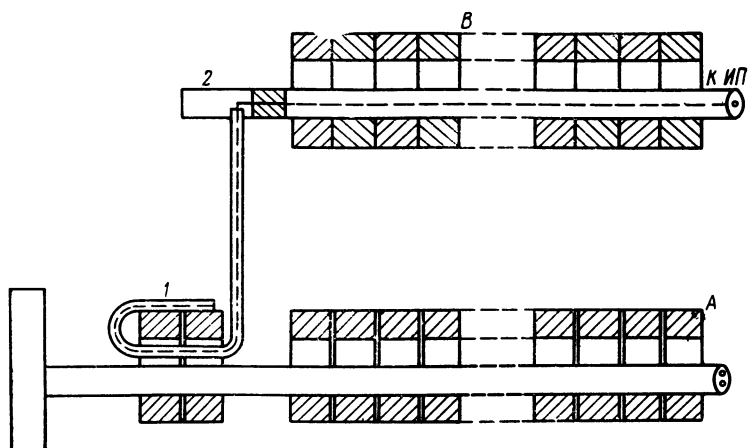


Рис. 42. Устройство поглощающих клещей

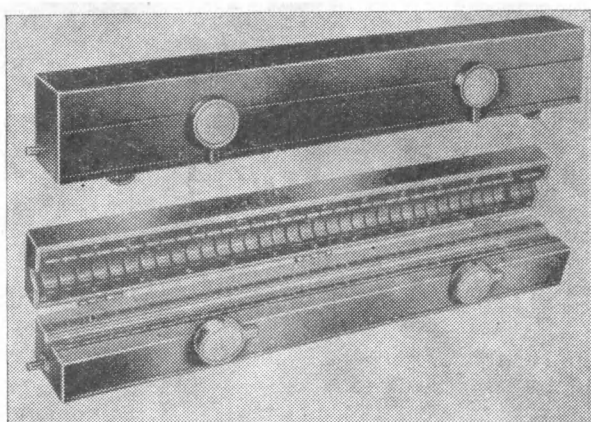


Рис. 43. Поглощающие клещи

тивление, что эквивалентно электрической отрезке провода, выходящего из клещей. В этом отношении труба А выполняет роль, аналогичную заграждающему фильтру в шведском методе. При перемещении клещей вдоль провода изменяется электрическая длина провода и он настраивается в резонанс, при этом измеряется максимальная мощность.

Ниже дается анализ работы поглощающих клещей при измерении мощности, показывается аналогия со шведским методом замещения.

Рассмотрим вначале эквивалентную схему шведского метода измерения с помощью стоп-фильтра (рис. 44а). Источник помех с

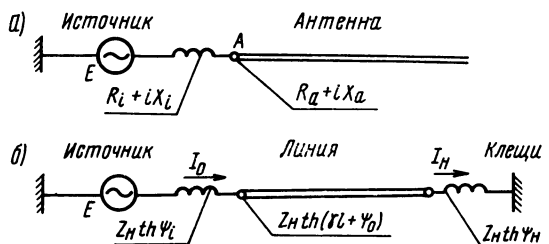


Рис. 44. Схемы измерения мощности:
а — со стоп-фильтром, б — с поглощающими клещами

эдс E и внутренним сопротивлением $Z_i = R_i + ix_i$ присоединен к ненапряженному проводу. При перемещении стоп-фильтра вдоль провода его электрическая длина l изменяется. Установим основные соотношения для резонанса [34]. Представим провод в виде длинной линии с волновым сопротивлением ρ и постоянной распространения $\gamma = \alpha + i\beta$, а сопротивление источника представим в полярных координатах. Тогда

$$R_i = i x_i = \rho \operatorname{th} \psi_i = \rho \operatorname{th} (\xi_i + i \eta_i), \quad (110)$$

где

$$R_i = \rho \frac{\operatorname{sh} \xi_i \operatorname{ch} \xi_i}{\operatorname{sh}^2 \xi_i + \cos^2 \eta_i}, \quad x_i = \rho \frac{\sin \eta_i \cos \eta_i}{\operatorname{sh}^2 \xi_i + \cos^2 \eta_i} \quad (111)$$

и

$$\operatorname{sh}^2 \xi_i + \cos^2 \eta_i = \frac{\rho}{R_i} \operatorname{sh} \xi_i \operatorname{ch} \xi_i. \quad (112)$$

Входное сопротивление в точке A определяем по известной формуле для линии с потерями [35]

$$R_a + i x_a = \frac{\rho}{\operatorname{th} \gamma l} = \rho \frac{\operatorname{sh} \alpha l \operatorname{ch} \alpha l - i \sin \beta l \cos \beta l}{\operatorname{sh}^2 \alpha l + \sin^2 \beta l}, \quad (113)$$

где

$$R_a = \rho \frac{\operatorname{sh} \alpha l \operatorname{ch} \alpha l}{\operatorname{sh}^2 \alpha l + \sin^2 \beta l}; \quad X_a = -\rho \frac{\sin \beta l \cos \beta l}{\operatorname{sh}^2 \alpha l + \sin^2 \beta l} \quad (114)$$

и

$$\operatorname{sh}^2 \alpha l + \sin^2 \beta l = \frac{\rho}{R_a} \operatorname{sh} \alpha l \operatorname{ch} \alpha l. \quad (115)$$

Когда линия настроена в резонанс ($l = \frac{\lambda}{4}$, $\sin \beta l = 1$), ее входное сопротивление чисто активно:

$$R_{a0} = \rho \operatorname{th} \alpha l. \quad (116)$$

От источника в провод идет ток, равный в точке A :

$$I_a = \frac{E}{\rho (\operatorname{th} \psi l + \operatorname{cth} \gamma l)} = \frac{E}{\rho} \frac{\operatorname{ch} \psi l \operatorname{sh} \gamma l}{\operatorname{ch} (\gamma l + \psi l)}. \quad (1.17)$$

К проводу, работающему как антенна, подводится мощность

$$P_a = R_a |I_a|^2 = \frac{E}{R_l} \frac{\operatorname{sh} \xi_l \operatorname{ch} \xi_l \operatorname{sh} \alpha l \operatorname{ch} \alpha l}{\operatorname{sh} (\alpha l + \xi_l) + \cos^2 (\beta l + \eta_l)}. \quad (118)$$

Эта мощность максимальна при резонансе, когда

$$\beta l + \eta_l = \frac{\pi}{2} \text{ и } \sin^2 \beta l = \cos^2 \eta_l$$

и достигает величины

$$P_M = \frac{E^2}{R_l} \frac{\operatorname{th} \xi_l \operatorname{th} \alpha l}{(\operatorname{th} \xi_l + \operatorname{th} \alpha l)^2}, \quad (119)$$

равной мощности, отдаваемой источником в согласованную нагрузку, так как $\xi_l = \alpha l$ и $R_l = R_a$.

Теперь рассмотрим эквивалентную схему измерения с помощью поглощающих клещей (рис. 44б). В данной схеме к линии присоединена нагрузка с известным сопротивлением:

$$R_H + iX_H = \rho \operatorname{th} \psi_H = \rho \operatorname{th} (\xi_H + i\eta_H), \quad (120)$$

$$R_H = \rho \frac{\operatorname{sh} \xi_H \operatorname{ch} \xi_H}{\operatorname{sh}^2 \xi_H + \cos^2 \eta_H}, \quad (121)$$

$$\operatorname{sh}^2 \xi_H + \cos^2 \eta_H = \frac{\rho}{R_H} \operatorname{sh} \xi_H \operatorname{ch} \xi_H. \quad (122)$$

Обозначим:

$\rho \operatorname{th} (\gamma l + \psi_H)$ — входное сопротивление нагруженной линии в точке A ,

I_0 — ток от источника в точке A ,

I_H — ток в нагрузке.

Ток I_0 можно выразить двояко:

по отношению к источнику

$$I_0 = \frac{E}{\rho [\operatorname{th} \psi_H + \operatorname{th} (\gamma l + \psi_H)]} \text{ и}$$

по отношению к нагрузке

$$I_0 = I_H \frac{\operatorname{ch} (\gamma l + \psi_H)}{\operatorname{ch} \psi_H}.$$

Приравнивая оба значения и проделав несложные преобразования, получим

$$I_H = \frac{E}{\rho} \frac{\operatorname{ch} \psi_l \operatorname{ch} \psi_H}{\operatorname{sh}(\gamma l + \psi_l + \psi_H)}. \quad (123)$$

Следовательно, мощность выделяемая в нагрузке,

$$P_H = R_H |I_H|^2 = \frac{E^2}{R_l} \frac{\operatorname{sh} \xi_l \operatorname{ch} \xi_l \operatorname{sh} \xi_H \operatorname{ch} \xi_H}{\operatorname{sh}^2(\alpha l + \xi_l + \xi_H) + \sin^2(\beta l + \eta_l + \eta_H)}.$$

Эта мощность максимальна при резонансе, когда при соответствующей длине l $\sin(\beta l + \eta_l + \eta_H) = 0$. Полагая также, что потери в линии значительно меньше, чем в источнике и нагрузке, т. е. $\alpha l \ll \eta_l + \eta_H$, получим следующее выражение для максимальной мощности в нагрузке:

$$P_M = \frac{E^2}{R_l} \frac{\operatorname{th} \xi_l \operatorname{th} \xi_H}{(\operatorname{th} \xi_l + \operatorname{th} \xi_H)^2}. \quad (124)$$

При измерениях с помощью поглощающих клещей необходимо осуществить следующие условия:

1) входное сопротивление клещей должно иметь малую реактивность ($\cos \eta_H \approx 1$), и тогда его активное сопротивление

$$R_H = \rho \operatorname{th} \xi_H; \quad (125)$$

2) перемещение клещей вдоль линии должно обеспечить такую длину l , при которой на нагрузке клещей выделяется максимальная мощность, определяемая ф-лой (124);

3) ф-лы (124) и (119) становятся идентичными с момента, когда $\operatorname{th} \xi_H = \operatorname{th} \alpha l$.

Тогда, учитывая (125) и (116) и полагая ρ в обоих случаях одинаковым, получаем $R_H \approx R_{\text{до}}$.

Перед работой поглощающие клещи должны быть прокалиброваны по эталонному ГСС с чисто активным сопротивлением R_{10} ; в этом случае мощность, подводимая к клещам,

$$P_M = \frac{E^2}{R_{10}} \frac{\operatorname{th} \xi_{l0} \operatorname{th} \xi_H}{(\operatorname{th} \xi_{l0} + \operatorname{th} \xi_H)^2} = \frac{R_H E^2}{(R_H + R_{10})}, \quad (126)$$

так как $\operatorname{th} \xi_H \approx \frac{R_{10}}{R_H}$ и при $\eta_l = 0$ $\operatorname{th} \xi_{l0} = \frac{R_{10}}{R_H}$. Конструкция клещей должна была бы осуществляться так, чтобы активная составляющая входного сопротивления имела примерно ту же величину, что и четвертьволновая открытая линия, т. е. $R_H = 37,5$ Ом. Имеющийся к настоящему времени опыт приводит к заключению, что такое значение R_H трудно осуществить; легче всего получить $R_H = 150 - 200$ Ом. Однако анализ ф-лы (126) показывает, что даже при сопротивлении нагрузки $R_H = 4R_{10}$ поступающая в нагрузку мощность только на 2 дБ отличается от мощности в согласованной нагрузке. Поэтому МСКР допускает применение поглощающих клещей со значительным разбросом входных сопротивлений (от 100 до 250 Ом в пересчете к выходу источника помех). Математический анализ

работы стоп-фильтра и поглощающих клещей приводит к следующим выводам:

— мощность, поглощаемая клещами, практически равна мощности, излучаемой отрезком кабеля, настроенным в резонанс; эта мощность может быть измерена с помощью стандартного измерителя помех, соединенного с поглощающими клещами;

— результат измерения мощности практически мало зависит от реактивной составляющей внутреннего сопротивления источника помех, который автоматически компенсируется при настройке линии;

— калибровка клещей при помощи эталонного генератора с чисто активным выходным сопротивлением практически пригодна для измерения помех от любого источника.

Калибровка поглощающих клещей производится по схеме, показанной на рис. 45. Через экран с размером не менее $2,6 \times 2,6$ м

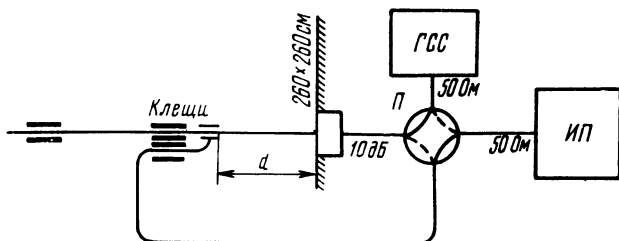


Рис. 45. Калибровка поглощающих клещей

и аттенуатор на 10 дБ пропускается длинный провод. Провод с одной стороны экрана подключается к ГСС, а с другой стороны экрана на провод одеваются поглощающие клещи. Измеритель помех с помощью переключателя П может подключаться либо непосредственно на вход ГСС, либо к поглощающим клещам. При калибровке, по сути, измеряется затухание, вносимое трактом от входа коаксиального разъема, вмонтированного в стенку экрана, до входа измерителя помех. Вносимое затухание определяется как

$$B = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} - 10, \quad (127)$$

где U_1 — напряжение, измеренное измерителем на выходе ГСС, и U_2 — напряжение, измеренное измерителем на выходе поглощающих клещей, настроенных на максимальное показание.

Аттенуатор на 10 дБ включается только для улучшения согласования.

3 ИЗМЕРЕНИЕ РАДИОПОМЕХ, СОЗДАВАЕМЫХ РАЗЛИЧНЫМИ ТИПАМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

14. БЫТОВЫЕ И ПОДОБНЫЕ ИМ ЭЛЕКТРОПРИБОРЫ

Бытовые электроприборы являются самыми массовыми источниками радиопомех. К этой группе относятся электрические пылесосы, полотеры, швейные машины, вентиляторы, кухонные агрегаты, холодильники, стиральные машины и другие устройства бытового назначения. К этой же группе относятся электрические устройства конторского назначения, такие, как пишущие машинки, счетные и кассовые аппараты, электрические устройства, используемые в мелких мастерских (электродрели, электроинструмент и пр.), на предприятиях коммунального назначения (бритвы, машинки для стрижки, кинопроекторы и пр.), и т. д. Характерной особенностью всей этой группы источников помех является использование электрических моторов, питаемых от двухфазной сети переменного тока.

Бытовые электроприборы изготавливаются в металлических (следовательно, с хорошей экранировкой) или пластмассовых корпусах, для стационарной или нестационарной установки, для эксплуатации с заземлением или без заземления и т. д. Помехи от отдельных бытовых электроприборов не очень велики, но создаваемое или мешающее действие радиоприему чрезвычайно опасно из-за их очень большого количества и близости расположения по отношению к приемным устройствам. Интенсивность этих помех в диапазоне частот до 30 МГц, как правило, снижается пропорционально частоте (или корню квадратному из частоты), однако на частотах выше 30—50 МГц, где используются приемники с гораздо более широкими полосами пропускания и где в значительной степени возрастает излучение от проводов, их мешающее действие (например, на телевизоры) вновь проявляется в сильной степени. На частотах выше 300 МГц эти источники, как правило, не оказывают заметного мешающего действия.

Радиопомехи, создаваемые электробытовыми приборами, контролируются при помощи измерения напряжения помех в диапазоне частот 0,15—300 МГц (чаще всего — 0,15—30 МГц), напряженности поля в диапазоне частот 0,15—300 МГц (чаще всего — 30—300 МГц) и мощности помех в диапазоне частот 30—300 МГц.

Измерение напряжения радиопомех производится при помощи эквивалента сети. В некоторых источниках на частотах до 1605 кГц (т. е. заканчивая средними волнами) контролируется симметричное напряжение. Это измерение требует использования симметричного трансформатора между источником помех и эквивалентом сети. Входное сопротивление трансформатора должно быть не мень-

ше 1000 Ом. Симметричность системы из трансформатора, эквивалента сети и измерителя помех должна быть такой, чтобы наличие несимметричного напряжения не оказывало существенного влияния на измерение симметричного напряжения. Это требование проверяется следующим образом. Вначале отмечается какое-либо показание измерителя помех при подаче на вход трансформатора симметричного напряжения U_s . Затем U_s отключается и на вход трансформатора через два идентичных сопротивления $R = 150 \text{ Ом} \pm 1\%$ (как показано на рис. 46) подается несимметричное напряжение U_a такой величины, при котором получается прежнее показание измерителя. Отношение U_a/U_s должно превышать 20 : 1 (26 дБ).

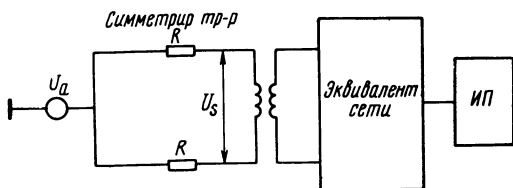


Рис. 46. Проверка симметрии измерительных приборов

На частотах до 30 МГц бытовые приборы с экранированными корпусами могут рассматриваться как слабо излучающие источники. Поэтому необходимо (см. § 2.2) соединять источник с эквивалентом сети неэкранированным проводом и точно регламентировать положение источника по отношению к земле (т. е. регламентировать емкость «источник—земля»). По требованиям МСКР источник помех должен располагаться на высоте 40 см над металлической поверхностью (противовесом) с площадью не менее 2×2 кв. м и находиться на расстоянии не менее 80 см от любой другой заземленной токопроводящей поверхности. Если измерение проводится в экранированной камере, то расстояние 40 см может быть отсчитано относительно одной из стенок камеры.

Если испытуемое электроустройство не имеет собственного провода для подключения к сети, то такое устройство помещается на расстоянии 80 см от эквивалента сети и подключается к последнему при помощи провода длиной не более 1 м. Если электроустройство имеет собственный гибкий провод питания, то напряжение помех следует измерять на штепсельном конце этого провода. При длине провода, превышающей 80 см, излишек провода следует складывать в виде мотка с длиной петли не более 30—40 см.

Измерения напряжения помех на источниках, которые при эксплуатации держатся в руках, производятся вначале так же, как описано выше, затем дополнительно — при помощи так называемого эквивалента руки. Применение последнего устройства вызвано, во-первых, тем, что уровень напряжения таких источников во время эксплуатации (из-за изменения емкости «источник—земля») значительно отличается от уровня, образованного во время описанных условий измерения; во-вторых, для стабилизации получаемых результатов измерения необходима имитация каких-

то средних условий эксплуатации. Эквивалент руки служит для имитации электрических свойств («средней») руки, касающейся источника помех. Принято, что схема эквивалента руки должна состоять из последовательно соединенных конденсатора емкостью 200 пФ и резистора сопротивлением 500 Ом. Присоединение этой цепочки к источнику помех производится следующим образом.

1. Если корпус источника помех сделан из металла, то эквивалент руки присоединяется между корпусом источника и землей (корпус измерителя помех).

2. Если корпус источника помех сделан из изоляционного материала, то либо весь корпус, либо отдельные его части (к кото-

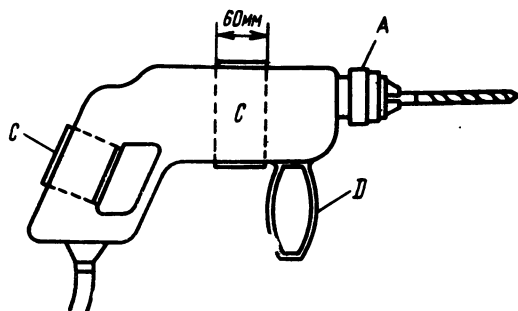


Рис 47. Присоединение эквивалента руки к источнику в изолированном корпусе:

A — металлическая часть, C — металлическая фольга, D — ручка, обернутая фольгой

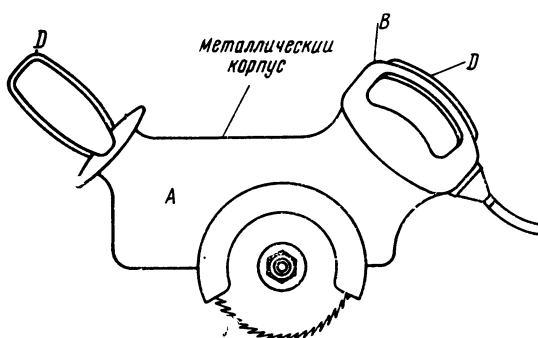


Рис. 48. Присоединение эквивалента руки к источнику с отдельными изоляционными частями:

A — металлическая часть, B — изоляционные рукоятки, D — ручка, обернутая фольгой

рым прикасаются руки во время работы) обертываются металлической фольгой шириной 60 мм, а эквивалент руки присоединяется между фольгой и землей (рис. 47).

3. Если корпус источника имеет изоляционные части (рукоятки) и металлический корпус, то фольга обертывается вокруг изоляционных частей, а эквивалент руки присоединяется между фольгой и землей (рис. 48).

При использовании входного сопротивления измерителя помех $R_{вх}$ в качестве части сопротивления эквивалента R_0 необходимо иметь в виду, что напряжение помех на эквиваленте сети больше напряжения, показываемого измерителем, в $R_0/R_{вх}$ раз.

Измерение напряженности поля, создаваемой бытовыми источниками радиопомех, производится

с помощью рамочной антенны в диапазоне частот 10—150 кГц, со штыревой антенной в диапазоне 0,15—30 МГц и с симметричными вибраторами в диапазоне 30—1000 МГц. Расположение источников помех и соединительных проводов должно быть таким же, как и при измерении напряжения помех. Питание источника

помех через эквивалент сети производится во всех случаях, за исключением тех, когда электроустройство имеет внутренний источник питания.

При измерении напряженности поля источник помех должен быть установлен в такие условия, когда излучение от его провода максимально. Поэтому, кроме измерений напряженности поля при обычном расположении электроустройства (40 см над проводящим листом, излишек провода сложен в мотки и пр.), производится дополнительное измерение с использованием специального деревянного барабана. На рис. 49 показано расположение испы-

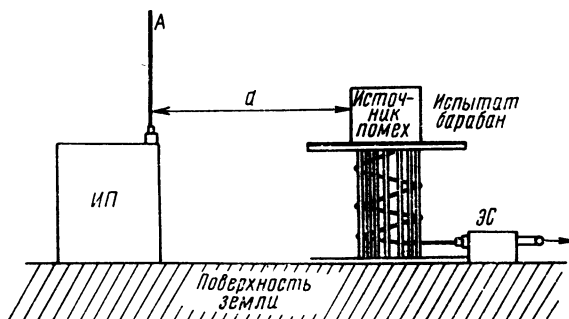


Рис. 49. Измерение напряженности поля, создаваемого бытовыми электроприборами

туемого источника и измерительных приборов во время измерений. Источник помех располагается на барабане, а провод питания источника наматывается равномерно на барабан. Высота барабана — 45 см, диаметр внутреннего цилиндра (образованного установленными по кругу стержнями) — 20 см; верхняя полка барабана имеет паз для провода. Важно, чтобы эквивалент сети не помещался между испытуемым прибором и антенной. Во время испытаний электроустройство должно находиться в положении, по возможности приближенном к тому, в котором оно находится при нормальной работе. При измерениях с использованием двух вариантов расположения источника помех и его провода питания за результат измерения принимается наибольшая величина, полученная в обоих случаях.

Измерение мощности радиопомех производится в диапазоне частот 30—300 МГц. Испытуемый источник помещается на неметаллический стол на расстоянии, по крайней мере, 40 см от других металлических объектов. Сетевой провод располагается в виде прямой линии и соединяется с источником питания. Поглощающие клещи охватывают сетевой провод и затем перемещаются вдоль провода, пока на измерителе помех не будет отмечено максимальное значение. По показаниям измерителя и калибровочным данным клещей определяется мощность излучения источника помех.

Прямой участок сетевого провода должен иметь при этом длину $l = \lambda_M/2 + 60$ см (рис. 50а), где λ_M — максимальная длина волны.

При измерениях обычно возникает несколько трудностей. Если длина сетевого провода невелика, то при сравнительно низких частотах (30—50 МГц) не удастся настроиться даже на первый мак-

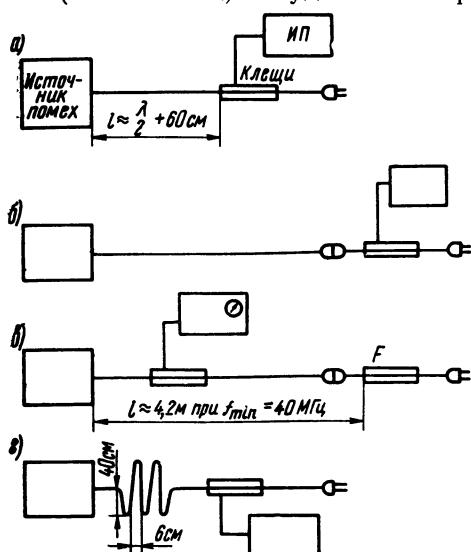


Рис. 50. Использование поглощающих клещей для измерения мощности

симум. В этом случае длина провода должна быть увеличена с помощью удлинителя (рис. 50б). Иногда фильтрующее действие клещей может оказаться недостаточным и помехи, существующие в электрической сети, не позволят четко настроиться на максимум. В этом случае необходимо использовать дополнительный фильтр F из кольцевых ферритов, устанавливаемый на расстоянии более 4 м от источника (рис. 50в). Возможны также случаи, когда перемещению клещей вдоль провода препятствует сетевая вилка

или разъем удлинителя. Чтобы не разрезать провод и не снимать вилку, часть провода можно сложить в виде петель (рис. 50г) и использовать настройку на второй максимум, показания на котором в диапазоне 40—70 МГц отличаются от первого не более чем на 2 дБ.

15. ЭЛЕКТРОУСТРОЙСТВА ПРОМЫШЛЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ

К электроустройствам промышленного назначения относятся электродвигатели, генераторы, мощные (ртутные) выпрямители, сварочные агрегаты, станки с электрическим проводом и пр. Характер образуемых ими помех, в принципе, такой же, как и у электроприборов бытового назначения, а основное отличие от бытовых приборов — значительно более высокий уровень создаваемых помех и в большинстве случаев питание от трехфазных цепей.

Контроль промышленного электрооборудования ведется измерением напряжения помех в диапазоне частот 0,15—30 МГц и напряженности поля помех в диапазоне частот 30—300 МГц.

Измерение напряжения радиопомех проводится с использованием эквивалентов сети в случаях, когда потребляемый источни-

ком ток (в каждом проводе питания) не превосходит 25 А; в остальных случаях измерения проводятся без эквивалента сети. При использовании эквивалентов сети схемы расположения электроустройств и измерительных приборов сохраняются такими же, как и при измерении напряжения помех от электробытовых приборов. Особое внимание уделяется заземлению. Если устройство при нормальной эксплуатации заземлено, то и при измерении помех оно должно быть заземлено. Если же устройство при нормальной эксплуатации не всегда заземляется, то при испытании напряжение помех измеряют при наличии заземления, в отсутствие заземления и при включении в провод заземления сопротивления 150 Ом; за результат измерения принимается максимальная из измеренных величин.

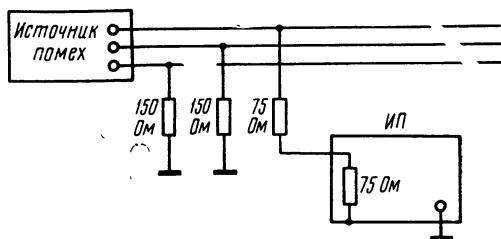


Рис. 51. Измерение напряжения помех в проводах

При измерении без эквивалента сети (в проводах) каждый из проводов питания должен быть нагружен на эквивалентное сопротивление 150 Ом (рис. 51); в том проводе, где проводится измерение, входное сопротивление измерителя используется как часть эквивалентного. Без эквивалента сети точность измерения помех значительно меньше. Для получения каких-либо достоверных данных рекомендуется повторять измерения в разное время (при различной электрической нагрузке на саму сеть) и в различных электрических сетях (используя сети с различными импедансами), что, конечно, неудобно. Решение проблемы возможно лишь при наличии эквивалентов сети на очень большие значения токов, которые в настоящее время разрабатываются [36].

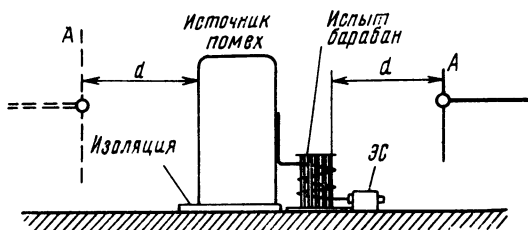


Рис. 52. Измерение напряженности поля, создаваемого электроустройствами промышленного назначения

Измерение напряженности поля (составляющая E) помех от электроустройств промышленного назначения проводится так же, как и для устройств бытового назначения. Разница лишь в том, что электроустройство не устанавливается на испытательный барабан, а помещается рядом (рис. 52).

16. УСТРОЙСТВА С ТЕРМОСТАТИЧЕСКИМ И ПРОГРАММНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ, УСТРОЙСТВА, ГЕНЕРИРУЮЩИЕ РЕДКИЕ ИМПУЛЬСЫ ПОМЕХ (ИРИП)

В последние годы значительно повысилась актуальность проблемы борьбы с группой разнообразных источников помех, которые при своей работе образуют высокочастотные импульсные колебания, следующие с низкой частотой повторения (от долей герца до нескольких герц). К таким источникам относятся различные термостатические устройства, включающие и выключающие какие-либо агрегаты при достижении определенных пороговых температур, устройства с программным управлением, автоматы, простые выключатели, тумблеры и пр. К этой же группе могут быть отнесены и электроустройства промышленного и бытового назначения, использующие электродвигатели с регуляторами оборотов, контактными приводами и пр., если их мешающее действие радиоприему возникает не вследствие работы электродвигателей, а вследствие работы вспомогательных устройств.

Высокочастотные напряжения от источников редкоследующих импульсов помех (в дальнейшем, для краткости, будем называть их ИРИП установки) имеют различную структуру. Чаще всего процессы включения или выключения, чередующиеся через десятки секунд и даже минуты, сопровождаются большим количеством импульсов коммутации, следующих друг за другом через микро- и миллисекунды. В усилительных трактах приемников ИРИП устройства образуют так называемые пакеты импульсов (рис. 53),

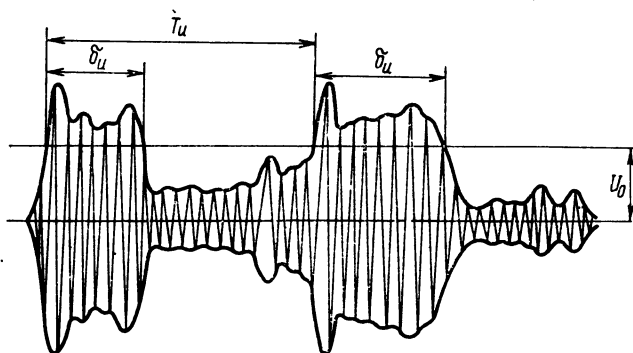


Рис. 53. Пакеты вч импульсов, образуемые ИРИП устройствами

характеризуемые длительностью δ_u и периодом T_u (или числом импульсов в секунду $N_u = 1/T_u$) на квазипиковом уровне напряжения U_0 .

Мешающее действие таких устройств зависит от структуры помех в вч трактах приемников (и тем самым от ширины полосы пропускания приемника). Было установлено, что при длительно-

стях $\delta_{\text{и}} < 200$ мс в приемниках с акустическими приборами на выходе помеха прослушивается как щелчок, а при $\delta_{\text{и}} > 200$ мс помеха прослушивается как длительное гудение. Характер мешающего действия в обоих случаях зависит от $N_{\text{и}}$.

С точки зрения борьбы с помехами от ИРИП устройств МСКР установил, что допустимый уровень этих помех может быть выше, чем для электроустройств промышленного и бытового назначений. Допустимая разница между двумя нормами устанавливается в зависимости от структуры помехи, т. е. от $\delta_{\text{и}}$ и $N_{\text{и}}$. Отсюда возникает необходимость измерения средних значений $\delta_{\text{и}}$ и $N_{\text{и}}$.

Для измерения $\delta_{\text{и}}$ и $N_{\text{и}}$ должен быть сконструирован дополнительный прибор — анализатор импульсов, который подключается к тракту промежуточной частоты измерителя помех, производит анализ напряжения помехи и подсчитывает соответствующие импульсы. По требованиям МСКР анализатор импульсов должен разделять импульсы с $\delta_{\text{и}} \leq 200$ мс от импульсов с $\delta_{\text{и}} \geq 200$ мс, причем допустимая погрешность по длительности не должна превышать 10 мс. Если интервал между соседними импульсами меньше 200 мс, а их общая длительность больше 200 мс, то такие два импульса принимаются за один. Анализатор импульсов должен измерять среднее число щелчков в минуту при непрерывной работе в течение 5 мин, либо в течение всей разовой программы управления, либо за период возникновения не менее 40 щелчков.

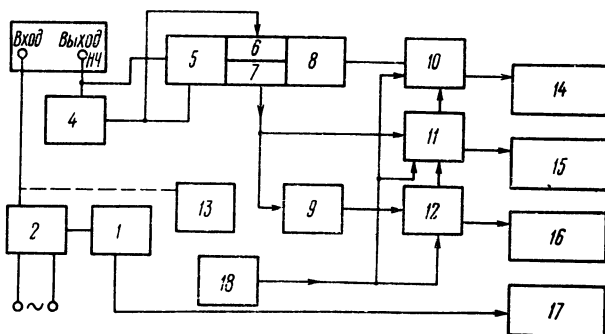


Рис. 54. Структурная схема анализатора импульсов:

1 — источник помех, 2 — эквивалент сети, 3 — измеритель помех, 4 — электрический эквивалент индикаторного прибора, 5 — схема задержки, 6 — селектор импульсов с $\delta_{\text{и}} < 200$ мс, 7 — селектор импульсов с $\delta_{\text{и}} > 200$ мс, 8, 9 — схемы формирования, 10, 11, 12 — хромирующие цепи, 13 — калибратор, 14 — счетчик щелчков, 15 — индикатор возникновения более чем двух щелчков за двухсекундный интервал, 16 — счетчик импульсов с $\delta_{\text{и}} > 200$ мс (гудение), 17 — счетчик числа срабатываний источника помех, 18 — схема установки времени анализа

На рис. 54 приведена структурная схема анализатора импульсов, рекомендованная МСКР, совместно с общей схемой измерения помех от ИРИП устройств. Измерения пока проводятся только в диапазоне частот 0,15—30 МГц. Источник помех нагружается на

V-образный эквивалент сети с $R_0 = 150$ Ом. К выходу УПЧ измерителя помех подключается аналоговая схема, эквивалентная квазипиковому детектору и индикаторному прибору. Напряжение с выхода аналоговой схемы (оно пропорционально показанию индикаторного прибора измерителя помех) подается в противофазе на селектор так, что на выход селектора проходит видеонапряжение (импульсы), превышающие по абсолютной величине напряжение аналоговой схемы. Далее идет разделение импульсов на две группы и их подсчет.

Измерения напряжения, напряженности поля и мощности радиопомех, создаваемых ИРИП установками, в остальном проводятся так же, как и для устройств, описанных в пп. 1.4 и 1.5

17. ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ (ЛЭП)

Физические процессы, приводящие к образованию радиопомех в линиях электропередач (ЛЭП), в настоящее время еще не полностью изучены. В то же время удалось многое узнать о природе помех и о мерах, которые следует предпринимать для их снижения. В первом приближении можно полагать, что помехи от ЛЭП обусловлены двумя главными причинами: плохими контактами и коронированием.

Помехи от плохих контактов образуют излучения в области очень высоких частот и в основном оказывают мешающее действие телевизионному приему. Контактные помехи чаще всего возникают на линиях с напряжением меньше 100 кВ. Для них характерно уменьшение уровня при дожде и увеличение в сухую и ветреную погоду. Причина плохого контакта часто бывает случайной. Однако появление плохих контактов может носить систематический характер вследствие недостатков конструкции (как, например, при подвеске изоляторов с недостаточной механической нагрузкой и пр.).

Помехи от коронирования появляются на ЛЭП с напряжением более 100 кВ. Частотный спектр помехи этого типа простирается до нескольких мегагерц, вследствие чего они воздействуют, главным образом, на радиовещание в диапазонах длинных и средних волн. Характерным для этого типа помех является увеличение уровня в сырую погоду. Образование помехи связано с ионизацией воздуха на поверхности проводов при большом градиенте напряженности электрического поля. При использовании многожильных проводов явления коронирования уменьшаются.

Вдоль высоковольтных линий распространяются радиоволны нескольких типов; тип волны и ее затухание зависят от геометрических параметров линии. На частотах в несколько десятков мегагерц затухание вдоль линии очень велико и практически распространением помехи вдоль линии можно пренебречь. На частотах ниже 10 МГц проявляется вторичный эффект, вследствие чего помеха может распространяться на очень большое расстояние.

Причина эффекта обусловлена наличием индуктивно-емкостной связи между высоковольтной линией (в которой происходит коронирование) и низковольтными линиями, которые сами не излучают, но могут переизлучать помехи, образуемые высоковольтной линией.

Контроль ЛЭП до последнего времени осуществлялся в основном измерением напряженности поля на одной частоте 500 ± 100 кГц. В настоящее время МСКР признал целесообразными измерения напряженности поля и на частотах выше 30 МГц.

Выбор частоты 500 кГц обусловлен тем, что на этой частоте еще нет снижения спектра частот, генерируемых ЛЭП. Кроме того, частота 500 кГц является «свободной» частотой почти во всех странах, и поэтому на ней легче измерения. Измерения проводятся, главным образом, с помощью рамочной антенны, располагаемой на высоте 2 м над землей. Измерения магнитной составляющей значительно проще измерений электрической составляющей, поэтому им отдается предпочтение.

Для обеспечения возможности сравнения выбрано определенное расстояние от линии до антенны — 20 м. Измерения должны проводиться вдали от подстанций (дальше 10 км) и тех точек, где линии меняют направления или пересекаются, на середине расстояния между опорами, желательно на различных пролетах линий.

Как указано выше, результаты измерений сильно зависят от погоды. В качестве основных результатов (для сравнения) МСКР рекомендует представлять результаты измерений при сильном дожде.

Кроме измерений полей от ЛЭП, МСКР регламентирует измерение помех от оборудования ЛЭП (изоляторы, высоковольтные контакты, отрезки проводов и пр.), которое можно проводить в лабораторных условиях. Основная схема измерений показана на рис. 55. Измеритель помех измеряет напряжение помех, образуе-

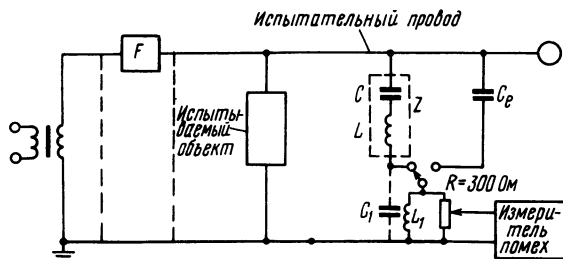


Рис. 55. Схема испытания высоковольтного оборудования

мое испытуемым устройством под действием высокого напряжения, которое подводится от трансформатора. Фильтр нижних частот F препятствует проникновению помех из сети и предохраняет

испытываемый объект от влияния большой собственной емкости трансформатора; благодаря этому можно обеспечить определенную нагрузку. Так как измерения проводятся на одной частоте, то фильтр легче всего выполнить в виде резонансного контура. Сопротивление нагрузки источника помех состоит из сопротивления R и последовательного контура из L и C с малым сопротивлением на резонансной частоте. Результирующее сопротивление нагрузки должно составлять 300 ± 40 Ом при фазовом угле не более $\pm 20^\circ$.

Для устранения влияния собственной емкости схемы C_1 применяется компенсирующая индуктивность L_1 . Развязывающий контур LC может быть заменен одной емкостью C_e при условии, что она, по крайней мере, в 5 раз больше емкости испытываемой установки, находящейся под высоким напряжением.

Если испытываемый объект представляет собой четко выраженную емкость (например, изолятор), то испытания в этом случае можно проводить по схеме рис. 56. Эта схема более удобна, так

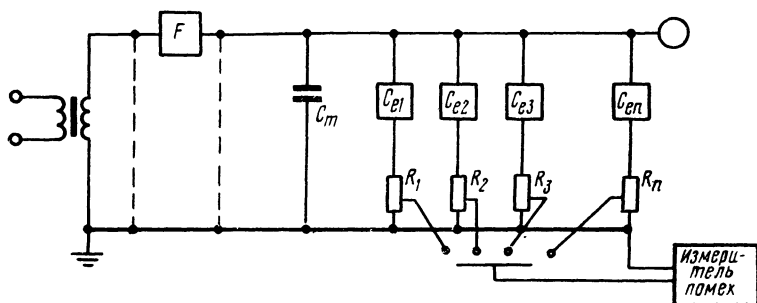


Рис. 56. Схема измерения напряжения помех от изоляторов
 $C_{e1}, C_{e2}, \dots, C_{en}$ — испытываемые объекты, $R_1 = R_2 = \dots = R_n = 300$ Ом

как позволяет быстро сравнивать между собой целый ряд изоляторов.

Измерение помех обычно проводят с сухими и чистыми изоляторами, однако МСКР рекомендует измерения и при искусственном дожде, и в запыленной атмосфере. В результате таких измерений может оказаться возможным определить влияние влажности и загрязнения на уровень помех, создаваемых различными типами изоляторов.

Напряженность поля помех от ЛЭП на частотах выше 30 МГц изменяется неравномерно в зависимости от времени, измеряемой частоты и места измерения и, по всей вероятности, не должна иметь стабильных характеристик спектра. К тому же измеряемые величины напряженности поля значительно ниже обычных телевизионных полей: для коронирующей ЛЭП напряженность поля равна нескольким мВ/м на частоте 50 МГц. Главная цель измерения напряженности поля от ЛЭП на частотах выше 30 МГц — поиск «дефектов» линии, которые приводят к большому уровню

помех. Тем не менее измерения на частотах выше 30 МГц должны проводиться тщательнее, чем на низких частотах.

Так как помеха, обусловленная «дефектами», обладает, как правило, относительно более высоким уровнем в ясную погоду, а во время дождя ослабляется или исчезает, то измерения следует проводить в ясную погоду. Измерения проводятся с помощью стандартной антенны в нескольких точках вокруг источника помех («дефекта») и в нескольких точках вдоль линии. Поляризация антенн — вертикальная и горизонтальная; в горизонтальной плоскости антенна вращается до получения максимального значения.

Считается, что измерение на одной частоте может быть не показательным, лучше проводить измерение на нескольких частотах. Однако определенных рекомендаций МСКР по этому поводу пока нет.

18. ПРОМЫШЛЕННЫЕ, НАУЧНЫЕ И МЕДИЦИНСКИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ УСТАНОВКИ (ПНМ)

К ПНМ установкам относятся аппараты для закалки и плавки металлов, для сварки и подогрева пластмасс, для сушки и клейки дерева и другие устройства, используемые в промышленности; приборы для УФ-терапии, диатермии и прочие, используемые в медицине; мощные высокочастотные генераторы и другие устройства, используемые для научных целей (циклотронах, синхрофазотронах и др.). Перечисленные установки являются причиной большинства помех радио- и телевизионному приему. Большие помехи от ПНМ установок обусловлены:

1) большой высокочастотной мощностью, используемой этими устройствами (до 50—100 кВт);

2) близостью их расположения к приемникам и телевизорам (часто рядом с жилыми домами или непосредственно в них);

3) широким диапазоном используемых частот (от 22 кГц до нескольких гигагерц);

4) нестабильностью генерируемой частоты и плохой фильтрацией гармоник;

5) трудностью экранирования ПНМ установок.

Международный союз электросвязи (МСЭ) отвел некоторые частоты для неограниченного излучения ПНМ установками (табл. 13). Однако не все установки могут работать на этих частотах, а

Таблица 13

Частота свободного излучения, МГц	13,56	27,12	40,68	443,92	915	2450	5800
Допустимое отклонение	±0,05%	±0,6%	±0,05%	±0,02%	±25МГц	±50МГц	±75МГц

среди тех, которые работают на них, не все хорошо фильтруются относительно гармоник и паразитных комбинационных частот.

Специальные исследования распространения помех показали, что в диапазоне метровых волн напряженность поля от ПНМ установок при небольших расстояниях (до 10 м) уменьшается пропорционально расстоянию, а при больших — пропорционально квадрату расстояния. Поляризации поля — неопределенная. Экранирующее действие зданий сильно различается, однако в среднем не превосходит 10 дБ.

Контроль радиопомех от ПНМ установок проводится измерением напряжения в диапазоне частот от 10 кГц до 1000 МГц и измерением фактической частоты установок в тех случаях, когда они работают на частотах свободного излучения. ПНМ установки создают немодулированные или модулированные промышленной частотой синусоидальные колебания. Поэтому их контроль не обязательно нужно производить с помощью измерителя помех, отвечающего всем требованиям МСКР. Подходящим может быть любой измерительный приемник, откалиброванный по пиковому или эффективному значению. Измерение помех от ПНМ установок рекомендуется на рабочей частоте и частотах гармоник.

При измерениях ПНМ установки должны быть нагружены на рабочие или регламентированные нагрузки так, чтобы режим работы при контроле наиболее полно соответствовал рабочему режиму. МСКР регламентирует следующие нагрузки.

Для медицинских установок нагрузка зависит от вида используемых в установке электродов. При емкостных электродах применяется резистивная нагрузка, способная поглотить максимальную выходную мощность установки. Эквивалентная нагрузка располагается между двумя металлическими дисками диаметром 170 ± 10 мм (рис. 57). Емкостные электроды медицинской уста-

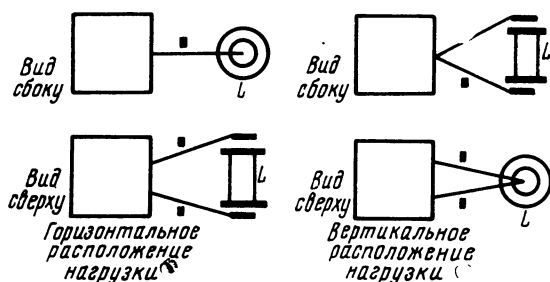


Рис. 57. Измерение помех от медицинских установок

новки (при испытаниях поочередно испытываются все электроды) располагаются параллельно металлическим дискам эквивалентной нагрузки и расстояние между ними регулируется таким образом, чтобы мощность, рассеиваемая в эквиваленте, имела бы

максимальную величину. В качестве самой нагрузки используются осветительные лампы:

а) при номинальной мощности установки 100—300 Вт — 4 лампы по 60 Вт на 110 В в параллель;

б) при номинальной мощности 300—500 Вт — 4 лампы по 100 Вт на 110 В в параллель.

Для медицинских установок индуктивного типа измерения проводятся с применением кабелей и катушек, придаваемых к установке и служащих для лечения пациента. Эквивалентная нагрузка должна состоять из вертикального цилиндрического контейнера диаметром 10 см, сделанного из изоляционного материала. Контейнер заполняется на высоту 50 см соленым раствором, содержащим 9 г хлористого натрия на литр дистиллированной воды. Контейнер помещается внутри катушки таким образом, чтобы его ось совпала с осью катушки. Середины катушки и жидкостной нагрузки должны также совпадать. Измерения должны быть сделаны для максимальной мощности и ее половинного значения. Если выходная цепь установки настраивается, то она должна быть настроена на основную частоту.

Промышленное оборудование должно испытываться либо с рабочей, либо с эквивалентной нагрузкой. Если к испытываемой установке должны подводиться вода, газ, воздух и т. д., то необходимые подключения должны осуществляться с помощью труб из изоляционного материала длиной не менее 2 м. При измерениях, производимых с нормальной нагрузкой, кабели и электроды должны располагаться так же, как и при нормальной эксплуатации. Измерения должны производиться при максимальной мощности и при ее половинном значении. Научные установки испытываются в условиях нормальной эксплуатации.

Напряжение радиопомех измеряют при помощи V-образного эквивалента сети в каждом проводе питания. При токах, больших 25 А, измерения производятся без эквивалента сети по схеме, показанной на рис. 58. Измерения производятся последовательно в каждом проводе. В качестве «земли» используются противовес, водопроводные трубы и пр. Импеданс конденсатора C и резистора R должен равняться 1500 Ом.

Напряженность поля радиопомех измеряют по электрической и магнитной составляющим с использованием типовых антенн. Измерения должны производиться на измерительной площадке, свободной от отражений. В диапазоне 0,15—30 МГц антенна (вертикальный штырь) и измеритель помех располагаются на металлическом столе такой высоты, чтобы основание антенны было на уровне 1,2 м над землей. Площадь стола должна быть

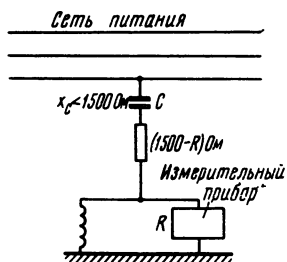


Рис. 58. Измерение напряжения помех в проводах питания промышленной вч установки

$1 \times 1 \text{ м}^2$. Рамочная антенна располагается вертикально так, чтобы ее самая нижняя точка была не ниже 1 м над землей. При измерениях в диапазоне 30—1000 МГц антенна располагается на высоте $3 \pm 0,2 \text{ м}$ над землей. При измерениях на измерительных площадках установки ПНМ с подключенными к ним рабочими или эквивалентными нагрузками должны поворачиваться вокруг вертикальной оси; при этом измеритель помех позволяет определить максимальное значение напряженности поля, которое и принимается за результат измерения.

Частоту измеряют при помощи частотомеров высокой точности; необходимо, чтобы погрешность измерения частоты была в 10 раз меньше допустимой величины отклонения частоты, показанной в табл. 13. Для источников, у которых частота изменяется в процессе рабочего цикла, рекомендуется использовать панорамные анализаторы частоты.

19. АВТОМОБИЛИ И ДРУГИЕ УСТРОЙСТВА С ДВИГАТЕЛЯМИ ВНУТРЕННЕГО СГОРАНИЯ

В устройствах, использующих двигатели внутреннего сгорания с электрическим зажиганием (автомобили, мотоциклы, мопеды, речные катера, травокосилки и др.), при запуске двигателя по электрическим сетям проходит остроконечный интенсивный импульс тока, приводящий к широкополосному излучению радиопомех. Из-за резонансных явлений в электрических цепях наибольший уровень помех от систем зажигания приходится на область мкВ, вследствие чего этот тип источников помех оказывает большое мешающее действие приему телевидения.

Контроль радиопомех, создаваемых системами зажигания, производится путем измерения напряженности поля радиопомех в диапазоне частот от 40 до 1000 МГц при помощи измерителей, имеющих квазипиковые или пиковые вольтметры. Возможно измерение помех и приборами с отличной от 120 кГц полосой пропускания (так как помехи от систем зажигания являются чисто импульсными); в этом случае должна быть известна ширина полосы измерителя Δf и результаты измерения умножаются на $120 \text{ кГц}/\Delta f$.

Помехи обязательно измеряют на измерительной площадке, свободной от отражений. Должно быть установлено, что посторонние излучения не менее чем на 10 дБ меньше измеряемого значения.

При измерениях в автомобиле должны работать только те приборы, которые необходимы для работы двигателя. Двигатель должен быть прогрет до нормальной температуры. Число оборотов двигателя во время измерений должно быть: при использовании квазипикового вольтметра — 2500 об/мин при одноцилиндровом двигателе и 1500 об/мин — в остальных случаях; при использовании пикового вольтметра число оборотов не играет существенной

роли, желательно лишь, чтобы оно было выше, чем при холостом ходе. Измерения не рекомендуется проводить во время дождя и в течение 10 мин после дождя.

Расположение антенны измерителя помех по отношению к автомобилю показано на рис. 59. Расстояние по горизонтали от антенны до ближайшей металлической части автомобиля — 10 м. Измерения производятся при двух положениях антенны: слева и справа от автомобиля. Антенна должна располагаться параллельно плоскости симметрии автомобиля и находиться на линии, проходящей через центр двигателя.

Измерения проводятся при горизонтальном и вертикальном расположении диполя.

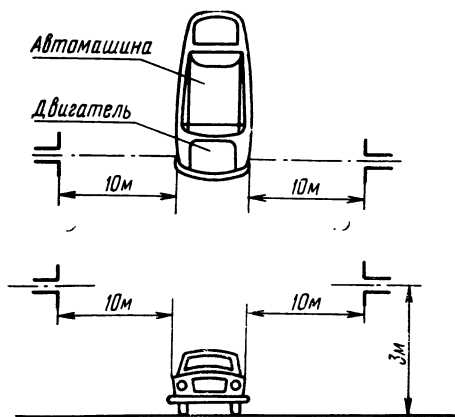


Рис. 59. Измерение помех от автомобиля

20. РАДИОПРИЕМНИКИ И ТЕЛЕВИЗОРЫ

Радиовещательные приемники, предназначенные для приема сигналов с амплитудной или частотной модуляцией, и телевизионные приемники являются источниками помех вследствие излучения гетеродинов и усилителей промежуточной частоты, а телевизионные приемники, кроме того, и вследствие помех, образованных системой строчной развертки. Помехи от приемников и телевизоров проникают в другие приемники и телевизоры путем излучения высокочастотных колебаний через приемные антенны и корпуса, а также из-за проникновения в электрические сети. В связи с этим контроль помех от приемников производится путем измерения напряжения гетеродина и усилителя промежуточной частоты на эквивалентах антенны и сети в диапазоне частот 0,15—30 МГц, измерения напряженности поля (E и H) и напряжения радиопомех, создаваемых системой строчной развертки телевизора в диапазоне 0,15—30 МГц, и, наконец, напряженности поля (E), создаваемого гетеродинами приемников и телевизоров в диапазоне частот 30—1000 МГц.

Напряжение на эквиваленте антенны измеряют на приемниках, предназначенных для работы с наружной антенной. Измерения проводятся по схеме рис. 60 на частотах гетеродина и промежуточной частоте. Испытуемый приемник устанавливается на высоте 40 см над заземленной металлической пластиной размером не менее 1×2 м. Схемы эквивалента антенны и заземления показаны

на рис. 61. При измерении излучения гетеродина переключатель Π_2 установлен в положение 1, а при измерении излучения промежуточной частоты — в положение 2 (при этом на вход приемника поступает сигнал от ГСС). Переключатель Π_1 последовательно

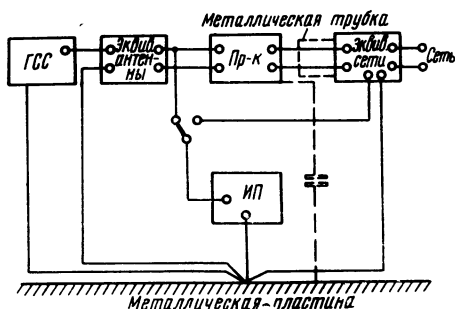


Рис. 60. Измерение напряжения помех на приемнике

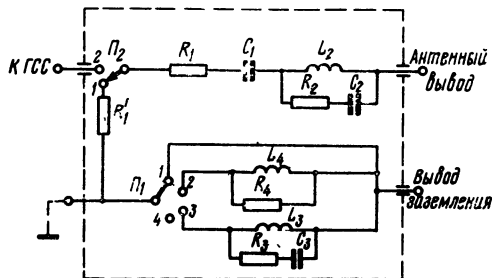


Рис. 61. Эквивалент антенны и заземления

ром 8 см и длиной 1 м; ось трубки должна быть перпендикулярна задней стенке приемника. Трубка присоединяется к эквиваленту сети тем концом, который удален от приемника.

Напряженность поля помех, создаваемая системой развертки телевизора, измеряют по схеме, показанной на рис. 62, на измерительных площадках или в больших помещениях. При измерениях телевизор должен принимать телевизионную передачу и нормально работать. С этой целью к телевизору подключается небольшая наружная антенна. Если прием-

переключается на разные эквивалентные сопротивления заземления (имитирующие длину провода от 2 до 80 м), и измерения помех производятся при всех положениях переключателя Π_1 ; за результат измерения принимается максимальное показание измерителя помех.

Напряжение на эквиваленте сети измеряют также по схеме рис. 60 на частотах гетеродина и промежуточной частоте. Используется Δ -образная схема эквивалента сети. Соединение между эквивалентом сети и приемником осуществляется путем перегиба питающего провода таким образом, чтобы его длина в сложенном виде была равна приблизительно 1 м. Он должен быть протянут по оси металлической трубки диамет-

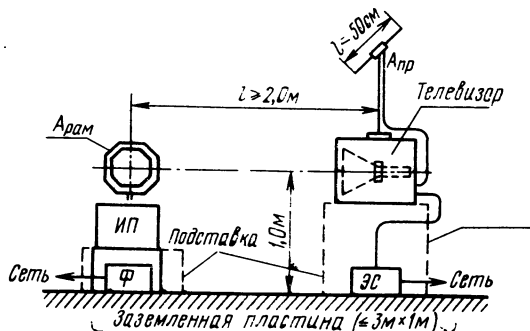


Рис. 62. Измерение напряженности поля помех от строчной развертки

ник имеет встроенную антенну, то ее следует отключить. Измерения проводятся на частотах от 150 до 1605 кГц.

При измерении электрической составляющей напряженности поля используется штыревая антенна, которая располагается на расстоянии 2 м от центра отклоняющих катушек приемника. При измерении магнитной составляющей поля используется рамочная антенна $A_{\text{рам}}$, которая располагается на том же расстоянии так, чтобы ее центр находился на одной линии с отклоняющими катушками. Измерения проводятся у каждой из шести стенок телевизора; у передней, задней, верхней, нижней и двух боковых. Центр отклоняющих катушек и середина измерительной антенны должны находиться на одной и той же высоте, равной 1 м. Измерения проводятся с заземлением и без заземления. При измерении магнитной составляющей рамочная антенна поворачивается так, чтобы измерить максимальное значение.

Напряжение помех, создаваемое системой строчной развертки телевизора, измеряют по схеме, показанной на рис. 63. Вокруг

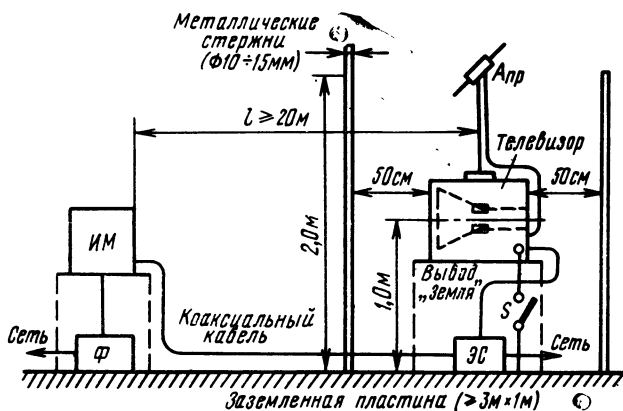


Рис. 63. Измерение напряжения помех от строчной развертки

четырех стенок телевизора на расстоянии 50 см располагаются металлические штыри (на рисунке видны только два, не видны боковые штыри), частично экранирующие измерительную площадку; штыри используются только при измерениях на площадках и служат для повышения соответствия между результатами измерений вне помещения и в помещении. Симметричные и несимметричные напряжения помех измеряют на эквиваленте сети ЭС в диапазоне частот 150—1605 кГц обычным образом. Если телевизор имеет вывод заземления, то измерения производятся с заземлением и без него.

Напряженность поля в диапазоне 30—1000 МГц измеряют по схеме, показанной на рис. 64, на частоте гетеродина и гармониках. К приемнику подключается приемный диполь, изготовленный

из трубки с внешним диаметром 13 мм; полная длина диполя — 1,5 м в диапазоне частот 30—300 МГц и 30 см — в диапазоне частот 300—1000 МГц. Приемный диполь монтируется на непроводящей мачте, которая должна вращаться в горизонтальной плоскости; центр диполя должен находиться на высоте 4 м от земли. Приемный диполь присоединяется к приемнику при помощи фидера, волновое сопротивление которого равно входному сопротивлению приемника. Предусматривается возможность изменения

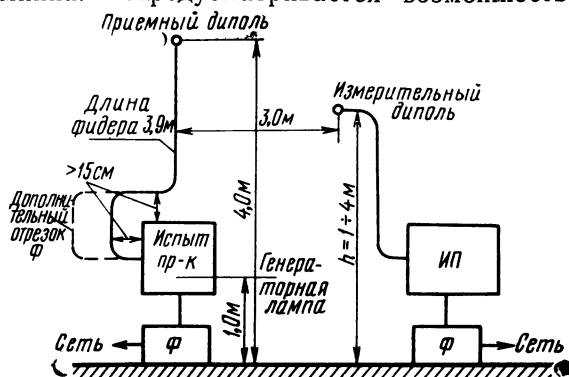


Рис. 64. Измерение помех от гетеродина в диапазоне 30—1000 МГц

длины фидера путем подключения фидерных вставок определенной длины: при измерениях в диапазоне частот 30—80 МГц — на 112 см, в диапазоне 80—140 МГц — 75 см, в диапазоне 140—300 МГц — 37,5 см и в диапазоне 300—1000 МГц — 15 см.

Фидер удлиняют только в тех случаях, когда излучение измеряют на некоторой одной определенной частоте. Если измерения проводят в широкой полосе частот, то длину фидера увеличивать не требуется.

Приемник располагается таким образом, чтобы лампа его гетеродина находилась на высоте 1 м над землей. Приемник устанавливается на непроводящую подставку и во время измерений вместе с антенной и мачтой должен вращаться в горизонтальной плоскости.

Центр приемного диполя, центр измерительной антенны и лампа гетеродина приемника должны находиться в одной вертикальной плоскости. Измерительная антенна должна устанавливаться на различной высоте от 1 до 4 м при горизонтальной поляризации и от 2 до 4 м — при вертикальной.

Напряженность поля помех измеряют следующим образом. Измерительную антенну располагают горизонтально на высоте 4 м, а приемник с мачтой и приемным диполем плавно и медленно вращают в горизонтальной плоскости; отмечают максимальное показание измерителя помех. Аналогичные измерения проводят на разных высотах установки измерительной антенны от 4 до 1 м,

а затем такой же цикл измерений повторяют три вертикальной поляризации антенны и ее установки на высотах от 2 до 4 м. За результат измеренной напряженности поля помех принимается наибольшая величина, полученная при всех измерениях.

4 ИЗМЕРИТЕЛИ ПОМЕХ I КЛАССА

21. ИЗМЕРИТЕЛЬ ПКЗ-7 НА ДИАПАЗОН ЧАСТОТ 10—150 кГц

Измеритель помех ПКЗ-7, внешний вид которого показан на рис. 65, предназначен для измерения напряжений синусоидальных и импульсных сигналов, для измерения и исследования напряжений помех в проводных каналах связи и вещания, в помехонесущих электрических сетях постоянного и переменного то-

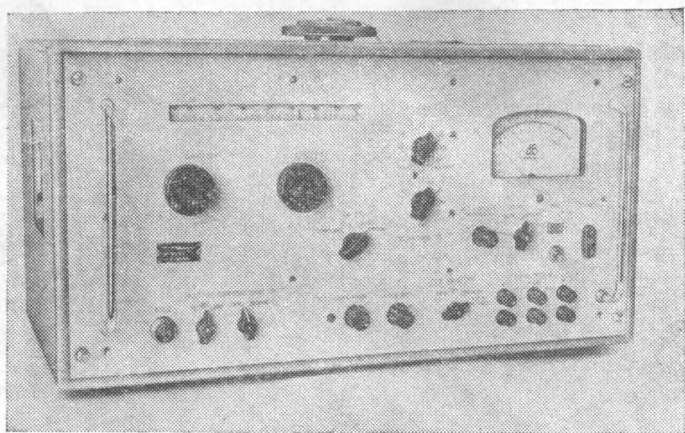


Рис. 65. Измеритель ПКЗ-7

ков, для измерения напряженности поля синусоидального и импульсного сигналов и радиопомех, для поиска источников помех. При общих радиотехнических измерениях измеритель может быть использован как селективный микровольтметр.

Частотный диапазон измерителя от 10 до 150 кГц разделен на пять поддиапазонов: 10—16, 16—28, 28—49, 49—86 и 86—150 кГц. Погрешность установки частоты не превышает $\pm 1\%$. Измеритель имеет две полосы пропускания: широкую (200 ± 40 Гц) и узкую (25 ± 10 Гц). Кривая избирательности при полосе 200 Гц соответствует требованиям МСКР. Ослабление по зеркальному каналу — не менее 50 дБ. Ослабление частоты, равной промежуточной, —

не менее 70 дБ. Перекрестная модуляция не влияет существенно на показания измерителя.

Измеритель имеет два входа: симметричный и несимметричный. Сопротивления на обоих входах могут принимать следующие значения: 600, 300 и 75 Ом. Имеется внешний симметричный переход на 180 Ом. Затухание симметричного перехода — 6 дБ. Нижние пределы измерения синусоидального напряжения указаны в табл. 14. Нижний предел измеряемого синусоидального однород-

Таблица 14

Входное сопротивление, Ом	Нижний предел измерения, мкВ, при полосе, Гц	
	200	25
600	0,3	0,11
300	0,2	0,08
75	0,1	0,04

Таблица 15

Тип антенны	Нижний предел измерения, мкВ/м, при полосе, Гц	
	200	25
Рамочная	30	10
Штыревая	35	13

ного поля в зависимости от применяемой антенны и полосы указан в табл. 15.

Верхний предел измерения напряжения — 1 В, напряженности поля — 1 В/м.

Прибор предназначен для работы в широком диапазоне температур: от -30 до $+50^{\circ}\text{C}$.

Измеритель питается от сети переменного тока с частотой 50 и 400 Гц и напряжением 220 В или от автономного источника постоянного тока напряжением 12—14 В (ток 0,1 А).

Габаритные размеры — $540 \times 314 \times 354$ мм, вес — 27 кг.

Кроме квазипикового вольтметра, прибор имеет также вольтметры пикового, эффективного и среднего значений. Параметры квазипикового напряжения выполнены в полном соответствии с требованиями МСКР.

На рис. 66 изображена структурная схема измерителя помех ПКЗ-7, а на рис. 67 — электрическая схема (см. вклейку). Приемник состоит из отдельных блоков $У_1—У_9$. Каждый блок содержит часть схемы с определенным функциональным назначением и имеет законченное конструктивное выполнение. При измерении уровня напряжения на зажимах источников помех и в помехо-несущих сетях напряжение на вход 1 измерителя подается через входной кабель. Измеряемый сигнал, поступающий на вход измерителя, делится входным делителем $У_2$. После деления сигнал усиливается каскадами УВЧ (блок $У_4$) и УПЧ (блок $У_6—У_7$). На четвертом и пятом диапазонах $У_6$ работает как второй преобразователь частоты. С выхода УПЧ напряжение подается на один из четырех детекторов 19—22 и измеряется вольтметром, состоящим из усилителя постоянного тока и индикаторного прибора (блок

U_8). При измерении магнитной и электрической составляющей на пряженности полей помех и сигналов напряжения от антенн по даются непосредственно на вход 6 и 7 блока ВЧ (U_4), минуя вход ной делитель.

Для измерения электрической и магнитной составляющей на пряженности поля помех и сигналов прибор имеет рамочную и штыревую антенны, которые помещаются на футляре приемника

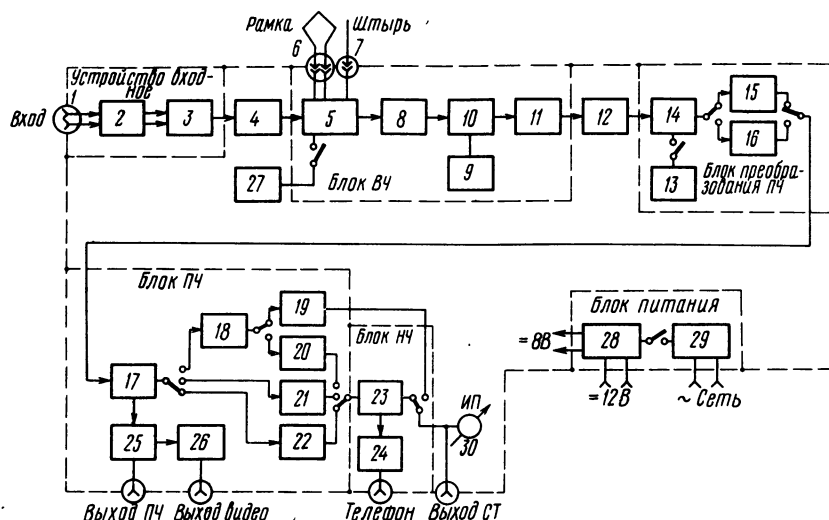


Рис. 66. Структурная схема измерителя ПКЗ-7:

1 — вч вход, 2 — фильтр, 3 — согласующий трансформатор, 4 — аттенюатор вч, 5 — входной контур, 6 — рамочная антенна, 7 — штыревая антенна, 8 — УВЧ, 9 — 1-й гетеродин, 10 — 1-й смеситель, 11 — фильтр пч, 12 — аттенюатор пч, 13 — 2-й гетеродин, 14 — 2-й смеситель, 15 — фильтр с полосой 200 Гц, 16 — фильтр с полосой 25 Гц, 17 — УПЧ, 18 — эмиттерный повторитель, 19 — квадратичный преобразователь, 20 — пиковый детектор, 21 — детектор среднего значения, 22 — квазипиковый детектор, 23 — УПТ, 24 — УНЧ, 25 — выходной УПЧ, 26 — видеодетектор, 27 — калибратор, 28 — стабилизатор, 29 — выпрямитель, 30 — индикаторный прибор

и подключаются к входному контуру УВЧ. Штыревая антенна имеет высоту 1 м. Действующая высота антенны равна 0,5 м, а эквивалентная емкость — 10 пФ. Ненастроенная рамочная антенна имеет индуктивную связь с контуром и пригодна для работы во всем частотном диапазоне прибора. Диаметр рамки — 60 см. Напряжение, измеряемое на зажимах источника помех, на вход УВЧ подается через входное устройство и аттенюатор вч. Входное устройство (блок U_1) содержит сетевой фильтр, который позволяет подключать входную цепь приемника к электрическим сетям постоянного и переменного токов. Входное устройство, кроме сетевого фильтра, содержит входной трансформатор Tr_1 , который необходим для согласования и симметрирования входного сопротивления приемника 600, 300, 75 Ом с несимметричным сопротивлением аттенюатора вч. Аттенюатор вч—4 (блок U_2) набран на П-об-

разных ячеек (с ослаблением 10 и 20 дБ) с постоянно включенным согласующим звеном с ослаблением 6 дБ. Конструктивно аттенюатор вч выполнен в едином литом корпусе с аттенюатором пч (блок $У_5$). Аттенюатор в канале пч имеет ячейки с ослаблением 10, 20 и 40 дБ. Ячейки аттенюаторов переключаются в определенной последовательности кулачковым механизмом с помощью микропереключателей. При переключении ячеек входное сопротивление делителя остается неизменным и равным 600 Ом. В блок вч ($У_4$) входит малошумящий двухконтурный усилитель вч на транзисторе T_1 (П28), гетеродин на транзисторе T_2 , кольцевой балансный смеситель. Напряжение гетеродина подается на смеситель через эмиттерный повторитель T_3 . Напряжение с выхода смесителя подается на усилитель T_4 с двумя контурами в коллекторной цепи, настроенными на частоты 8 и 30 кГц. Блок преобразователя пч ($У_6$) на первых трех поддиапазонах работает в режиме усиления промежуточной частоты 8 кГц, на четвертом и пятом поддиапазонах — в режиме преобразования частоты 30 кГц в промежуточную частоту 8 кГц. Каскад усилителя-преобразователя выполнен на транзисторе T_1 . Нагрузкой служит фильтр сосредоточенной избирательности, который переключается на широкую (200 Гц) и узкую (25 Гц) полосы пропускания. При широкой полосе фильтр содержит три контура с емкостной связью между контурами. Для формирования узкой полосы используются два контура со слабой емкостной связью. Контуры выполнены на ферритовых броневых сердечниках Б-36 с зазором 0,3 мм и термокомпенсированы путем подбора емкостей с нужным ТКЕ. Гетеродин преобразователя частоты выполнен на транзисторе T_2 и включается только на четвертом и пятом поддиапазонах путем коммутации напряжения питания барабанным переключателем блока вч.

Усилитель промежуточной частоты (блок $У_7$) имеет два апериодических усилителя T_1 и T_2 , эмиттерный повторитель T_3 с понижающим трансформатором в цепи эмиттера и мощный выходной каскад T_4 с коэффициентом перегрузки по току не менее 24 дБ. Переключатель B_6 позволяет коммутировать четыре детекторные цепи для измерения квазипикового, среднего, пикового и эффективного значений. В положении «квазипик» нагрузкой детектора являются сопротивления R_{54} , R_{33} и емкость C_{23} . При установке переключателя B_6 в положение «Среднее» детекторной нагрузкой являются сопротивления R_{30} , R_{31} , R_{32} и емкость C_{20} , C_{22} . В положении переключателя «Пик» и «Эфф» детекторные цепи подключаются к низкоомному выходу промежуточной частоты через двухтактный диодный детектор.

Для визуального наблюдения импульсов радиопомех в блоке сделан дополнительный усилитель пч, который обеспечивает на фишке «Выход ПЧ» уровень 0,1 В и на выходе «Видео» — не менее 0,3 В.

Для усиления тока, протекающего через сопротивление нагрузки детектора, до величины, необходимой для нормальной работы

выходного индикаторного прибора (50 мкА), в приемнике использован усилитель постоянного тока (блок $У_8$) с модуляцией входного сигнала, содержащий пять каскадов:

- генератор синусоидального напряжения с частотой 800 Гц на транзисторе T_1 ;

- модулятор, с помощью которого сигнал постоянного тока преобразуется в пропорциональный ему сигнал переменного тока (выполнен на транзисторе T_3);

- два апериодических усилителя переменного тока на транзисторах T_4 , T_5 . Каждый усилитель имеет глубокую отрицательную обратную связь, которая стабилизирует его коэффициент усиления в широком диапазоне температур. Усилитель имеет коэффициент усиления 50 и обеспечивает запас линейности не менее 12 дБ;

- синхронный детектор собран на транзисторе T_2 , включенном по инверсной схеме.

Для калибровки в измерителе имеется специальный генератор — 27 (блок $У_3$), создающий импульсы частотой 70 Гц. Длительность импульсов такова, что они имеют «плоский спектр» в диапазоне частот 10—150 кГц. Нормальное усиление измерителя устанавливается во внутреннему генератору с применением калибровочных графиков, прилагаемых к прибору. Так как измеритель калибруется по входному напряжению, то для получения величины эдс в антенне при измерении поля необходимо взять поправочный коэффициент из графика. Необходимое для прибора напряжение обеспечивается блоком питания $У_9$, содержащим выпрямитель и стабилизатор напряжения. При питании измерителя от сети переменного тока напряжение подводится к первичной обмотке силового трансформатора Tr_6 . При питании измерителя от аккумуляторов напряжение подается непосредственно на стабилизатор. Схема трехкаскадного усилителя позволяет получить коэффициент стабилизации 100 и обеспечивает защиту основного регулирующего элемента T_1 при коротком замыкании в цепи нагрузки (в приемнике). Переменное сопротивление R_8 позволяет регулировать величину стабилизированного напряжения в пределах от 6 до 10 В.

22. ИЗМЕРИТЕЛЬ ПКЗ-3 НА ДИАПАЗОН 0,15—30 МГц

Измеритель напряженности поля и радиопомех ПКЗ-3, внешний вид которого показан на рис. 68, представляет собой прибор высокого класса точности и высокой чувствительности. Он предназначен для измерения сигналов и радиопомех.

Измеритель может работать как в лабораторных, так и в полевых условиях, сохраняя работоспособность в интервале температур от -30 до $+50^\circ\text{C}$ и при относительной влажности воздуха 98% ($+40^\circ\text{C}$). В укладочном ящике измеритель выдерживает многократную ударную нагрузку с ускорением до 15g и одиночные удары с ускорением до 75g.

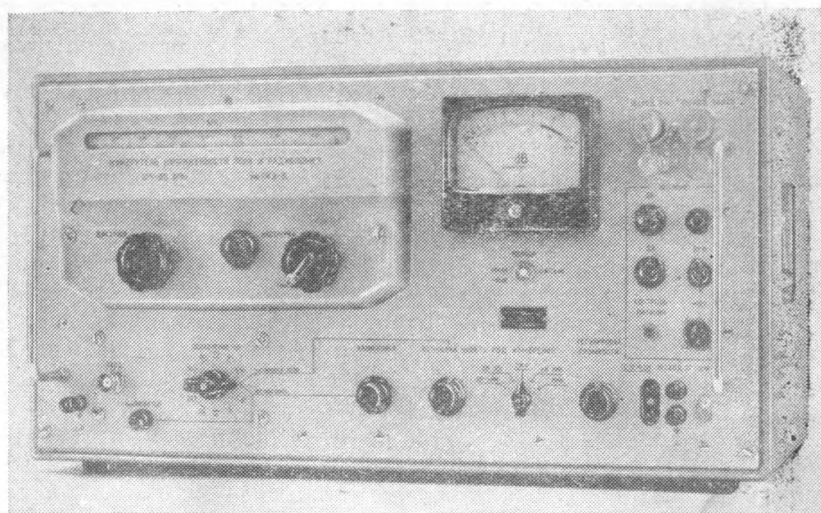


Рис. 68. Измеритель ПКЗ-3

Для измерения радиопомех, кроме измерительного приемника, используются следующие устройства: комплект антенн ПО-2, эквиваленты сети ЯЗ-1 и ЯЗ-2, выпрямитель БИ-5, кабели и присоединительные насадки к кабелям, щупы магнитный и электрический (для отыскания источников помех) и пр.

Частотный диапазон 0,15—30 МГц перекрывается восемью поддиапазонами. Погрешность установки частоты — не более чем $\pm 1\%$. Измеритель имеет основную, нормированную, полосу 9 кГц (по МСКР) и узкую — 1 кГц. На узкой полосе в три раза снижен уровень собственных шумов и, следовательно, повышена чувствительность измерителя.

Нижний предел измерения напряжений синусоидального сигнала на широкой полосе — 0,5 мкВ, на узкой — 0,2 мкВ. Верхний предел измерения синусоидального сигнала — 0,1 В. Нижний предел измерения напряженности поля синусоидального сигнала с помощью штыревой антенны (из комплекта ПО-2): на широкой полосе — 25 мкВ/м, на узкой — 10 мкВ/м; с помощью рамочной антенны: на широкой полосе — 50 мкВ/м, на узкой — 20 мкВ/м. Верхний предел измерения напряженности поля синусоидального сигнала на частоте 0,15 МГц — 10 В/м, на частоте 30 МГц — 1 В/м. Отсчет показаний прибора ведется в децибелах, при этом за 0 дБ принимается эффективное значение напряжения 1 мкВ или напряженности поля 1 мкВ/м.

Основная погрешность измерения напряжения при использовании квазитипового детектора и широкой полосы пропускания — не более ± 2 дБ, при использовании узкой полосы — не более ± 3 дБ. Систематическая погрешность относительных измерений

напряжения синусоидального сигнала — не более $\pm 0,7$ дБ. Случайная погрешность относительных измерений напряжения синусоидального сигнала — не более $\pm 0,5$ дБ.

Основная погрешность измерения напряженности однородного поля синусоидального сигнала с помощью квазипикового вольтметра на широкой полосе — не более ± 3 дБ, на узкой — не более ± 4 дБ. Основная погрешность измерения напряжения регулярных импульсных радиопомех с помощью квазипикового вольтметра на широкой полосе — не более ± 4 дБ, а при измерении напряженности поля импульсных радиопомех — не более ± 5 дБ. Кроме основного квазипикового вольтметра, прибор имеет также вольтметры пикового, среднего и среднеквадратичного значений. Диапазон измеряемых значений немодулированных синусоидальных сигналов для всех четырех вольтметров одинаковый.

Ослабление сигналов частоты, равной промежуточной, — не менее 40 дБ. Ослабление по зеркальному и прочим побочным каналам — не менее 50 дБ.

Измеритель имеет несимметричный вход. Сопротивление входа при всех положениях входного делителя, кроме «—6 дБ» — $75 \pm 7,5$ Ом при фазовом угле не более 20° .

Для проведения различных лабораторных исследований измеритель снабжен выходами: промежуточной частоты 465 кГц, для подключения осциллографа, низкой частоты для прослушивания АМ и ЧМ сигналов, видеосигнала для включения анализатора или счетчика. Предусмотрено также включение самопишущего гальванометра для долговременного наблюдения и записи измеряемого сигнала.

Питание измерителя осуществляется от источника постоянного тока напряжением $12 \pm 1,8$ В. Ток, потребляемый измерителем, равен 7 А. В комплект измерителя включены батарея аккумуляторов и выпрямитель Б1-5, обеспечивающий питание измерителя от сети переменного тока 220 В.

Для измерения магнитной и электрической составляющей электромагнитного поля сигналов, а также для пеленгации источников поля в диапазоне частот 0,15—30 МГц измери-

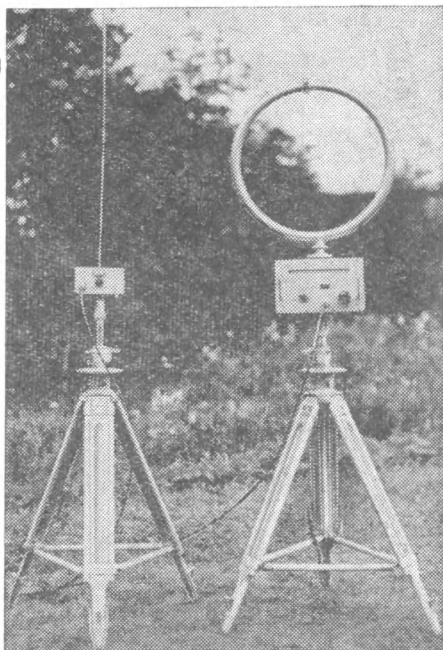


Рис. 69. Комплект антенн ПО-2

тель снабжен комплектом измерительных антенн ПО-2 (рис. 69).

В комплект входят: рамочная приставка и три сменные рамки, штыревая приставка с метровым штырем, штатив и десятиметровый соединительный кабель. Рамочная приставка имеет 8 частотных поддиапазонов, соответствующих поддиапазнам измерителя, и плавную перестройку частоты. Сопротивление выхода рамочной приставки — $75 \pm 7,5$ Ом при фазовом угле, не превышающем 20° . Диаметр рамок — 608, 458 и 308 мм.

Для измерения напряжения помех в комплект измерителя входят эквиваленты сети ЯЗ-1 (U-образный) и ЯЗ-2 (Δ-образный). Схема эквивалента ЯЗ-1 показана на рис. 70.

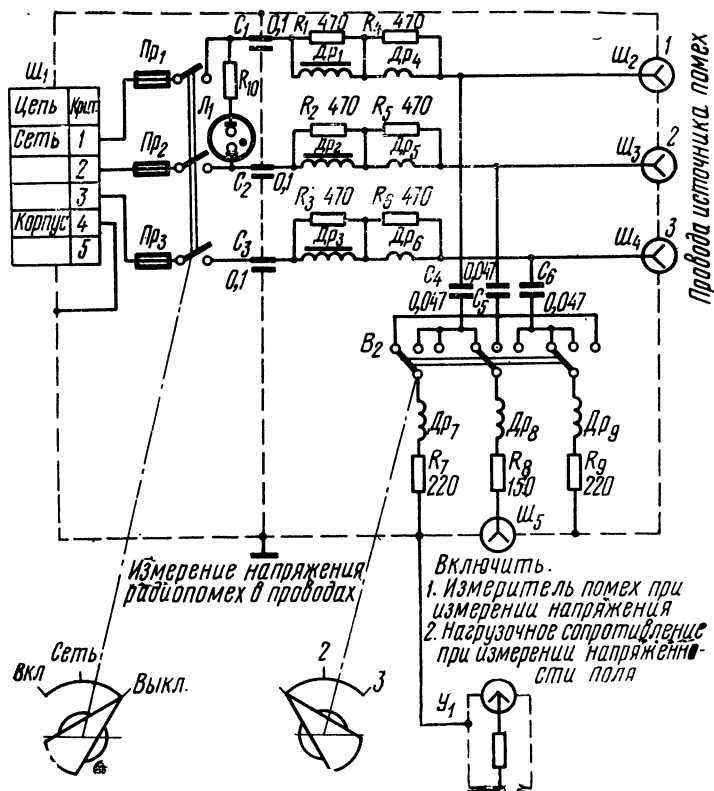


Рис. 70. Схема эквивалента сети ЯЗ-1

Эквивалент сети ЯЗ-1 — трехфазный, он рассчитан на работу в сетях с частотой 50 и 400 Гц при напряжении 220 В. Максимальный рабочий ток — 25 А. Коэффициент передачи высокочастотного напряжения от источника к измерителю — минус 12 дБ. Ослабление радиопомех, проникающих из питающей сети в измерительную схему, — не менее 30 дБ.

Эквивалент сети ЯЗ-2 — двухпроводный. Максимальный ток нагрузки — 6 А. Коэффициент передачи напряжения от источника к измерителю — минус 23 дБ. Ослабление радиопомех, проникающих из сети питания, — не менее 30 дБ.

По конструкции оба эквивалента сети ЯЗ-1 и ЯЗ-2 (так же, как и далее описываемый эквивалент ЯЗ-3) в значительной степени унифицированы. На рис. 71 показан общий вид одного из них — ЯЗ-1.

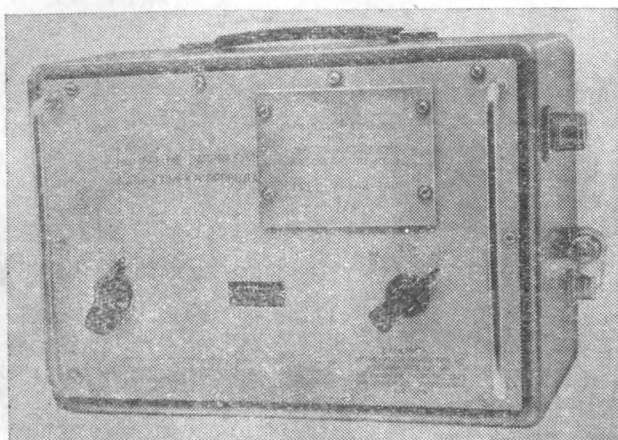


Рис. 71. Эквивалент сети ЯЗ-1

Конструктивно измеритель выполнен в виде пяти отдельных частей: узла делителей, усилителя высокой частоты, усилителя промежуточной частоты и измерительного узла. Узлы съемные, к каждому из них имеется легкий доступ. Все узлы (кроме измерительного) имеют индивидуальную экранировку и развязывающие фильтры в цепях питания. Измеритель заключен в экранирующий футляр. Все органы управления, входные и выходные разъемы, предохранители, прибор для отсчета показаний вынесены на переднюю панель.

Структурная схема измерителя показана на рис. 72, электрическая — на рис. 73 и 74 (см. вклейку). В целях достижения лучшего подавления паразитных каналов на верхних поддиапазонах применено двойное преобразование частоты, а на нижних — включены заградительные фильтры, настроенные на промежуточную частоту 465 кГц. При переключении поддиапазонов изменяется первая промежуточная частота (1,6 или 4,7 МГц).

Делитель высокой частоты выполнен на резисторах типа УНУ и УНУШ в виде согласованных коаксиальных ячеек. С помощью барабанного переключателя ячейки поочередно включаются во входную цепь измерителя. Ослабление отдельных ячеек: 0, 6, 16,

26, 36 и 46 дБ. Седьмая ячейка используется для согласования при калибровке.

Делитель промежуточной частоты выполнен на резисторах типа УЛИ-0,12. Наибольшее ослабление, вносимое делителем, — 50 дБ. На выходе делителя постоянно включено ослабляющее звено на 8,5 дБ, необходимое для стабилизации входного и выходного

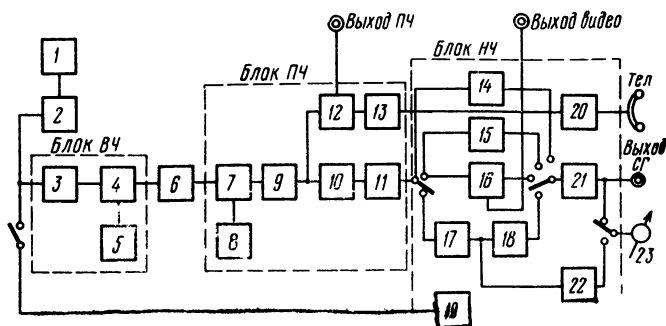


Рис. 72. Структурная схема измерителей помех ПКЗ-3 и ПКЗ-4:

1 — входные устройства, 2 — аттенюатор вч, 3 — УВЧ, 4 — 1-й смеситель, 5 — 1-й гетеродин, 6 — аттенюатор пч, 7 — 2-й смеситель, 8 — 2-й гетеродин, 9 — УПЧ, 10 — выходной каскад, 11 — измерительный детектор, 12 — буферный каскад, 13 — детектор звука, 14 — логарифмический усилитель, 15 — квазипиковый детектор, 16 — детектор среднего значения, 17 — катодный повторитель, 18 — детектор пиковый, 19 — калибратор, 20 — УНЧ, 21 — УПТ, 22 — квадратичный преобразователь, 23 — индикаторный прибор

сопротивлений. Оба делителя входят в единый узел с единой ручкой управления и единым программным механизмом.

Деление измеряемого сигнала происходит по высокой и по первой промежуточной частотам. В том случае, когда сигнал делится на входе измерителя, неделимыми остаются шумы УВЧ, которые вносят погрешность в измерения. При значительном делении сигнала по промежуточной частоте появляется опасность перепрузки каскадов усиления высокой частоты. В измерителе выбрана компромиссная программа деления сигнала, которая задается программным механизмом. Сначала вводится ступень деления по промежуточной частоте; при этом шумы входных каскадов делятся вместе с сигналом и их искажающее действие становится незначительным, каскады усиления высокой частоты еще не подвергаются перегрузке; затем вводится деление по высокой частоте на весь диапазон делителя. Дальнейшее деление производится снова делителем промежуточной частоты. Последние ступени деления применяются в основном при измерении синусоидальных сигналов или импульсных сигналов с высокой частотой повторения, которые не могут перегрузить входные каскады.

Узел усилителя высокой частоты выполнен на двух лампах: 6Ж9П-Е — резонансный усилитель высокой частоты, 6И1П-В — первый преобразователь частоты и гетеродин. Контур, включен-

ный на входе *УВЧ*, выполняет роль преселектора и согласующего трансформатора, обеспечивая сопротивление входа 75 Ом. Входные, анодные и гетеродинные контуры размещены во вращающемся барабане, выполняющем роль переключателя поддиапазонов: в нем же размещается заградительный фильтр пч и переключатель контуров первой промежуточной частоты. Переключения промежуточной частоты и гетеродина производятся с помощью реле.

Анодной нагрузкой преобразователя являются три переключающихся, в зависимости от поддиапазона, контура первой промежуточной частоты. Они настроены на частоты — 465 кГц, 1,6 и 4,7 МГц. Выходное сопротивление блока согласовано с 75-омным входом делителя промежуточной частоты.

Частота измерителя плавно перестраивается при помощи укрепленного на блоке высокой частоты верньерного механизма, имеющего две степени замедления: от ручки «грубая настройка» — 50 раз (для работы на широкой полосе) и от ручки «плавная настройка» — 600 раз (для работы на узкой полосе).

Усилитель промежуточной частоты содержит второй преобразователь частоты (6И1П-В), усилитель второй промежуточной частоты (6Ж9П-Е), оконечный каскад усиления промежуточной частоты (6П15П-В), буферный каскад (6К4П-Е) и детектор (6Х2П-Е). Параллельно выходу сигнала пч включен детектор звукового канала, выполненный на полупроводниковом диоде D_1 . На входе узла имеются три фильтра пч (на 465 кГц, 1,6 и 4,7 МГц). На правой половине лампы 6И1П-В выполнен двухчастотный кварцевый гетеродин, генерирующий частоты 1,135 МГц при включении 3 и 6 поддиапазонов или 4,235 МГц при включении 5, 7 и 8 поддиапазонов. При включении 1, 2, 4 поддиапазонов гетеродин выключается и второй преобразователь работает как усилитель частоты 465 кГц.

Формирование широкой полосы пропускания измерителя производится в основном полосовыми фильтрами, включенными в аноды второго преобразователя частоты и предварительного усилителя второй промежуточной частоты. Контуры первой промежуточной частоты и контур в аноде оконечного каскада имеют широкую полосу и очень мало влияют на форму кривой общей избирательности.

Полосу пропускания сужают замещением первого полосового фильтра в аноде преобразователя частоты кварцевым фильтром.

В унифицированном узле (такой же узел в измерителе ПКЗ-4) размещены: усилитель низкой звуковой частоты, усилитель постоянного тока лампового вольтметра, цепи нагрузок измерительного детектора с коммутирующим переключателем, обеспечивающие измерение квазипикового, пикового и среднего значений напряжений, квадратичный преобразователь для измерения эффективного значения сигналов, калибровочный генератор и возбуждатель генератора.

Двухкаскадный УНЧ выполнен на двойном триоде 6НЗП-Е (L_5). На выход усилителя включаются головные телефоны для прослушивания измеряемого сигнала.

Цепочка резисторов R_{11} — R_{14} и конденсатор C_1 являются нагрузкой квазитипового детектора; эта же цепочка резисторов без конденсатора является нагрузкой первого пикового детектора. Резисторы R_1 — R_3 и R_{67} — R_{70} служат нагрузками детекторов среднего и эффективного значений. Роль среднего, квазитипового и первого пикового детекторов выполняет диод L_4 , расположенный в узле усилителя промежуточной частоты, в сочетании с вышеперечисленными нагрузками. Цепочка резисторов R_{16} — R_{19} и конденсатор C_3 составляют нагрузку второго пикового детектора. Первый детектор L_4 (в узле пч), катодный повторитель L_1 и второй детектор L_2 представляют собой двухступенчатый детектор, имеющий очень малую постоянную времени заряда и большую постоянную времени разряда, который позволяет измерять пиковое значение редкоимпульсных сигналов.

Балансный усилитель постоянного тока L_3 с включенным на его выходе стрелочным прибором выполняет роль лампового вольтметра, который переключателем B_1 включается в высокоомные нагрузочные цепи детектора и показывает значение измеряемого сигнала.

Квадратичный преобразователь работает по принципу сегментно-линейной аппроксимации, заключающемуся в замене монотонной квадратичной функции полиномом, коэффициенты которого определяются степенью его приближения к заданной квадратичной функции. Преобразователь состоит из пяти параллельно включенных детекторных ячеек, в каждой из которых имеется диод и последовательное сопротивление. Первая ячейка (детектор L_4 в узле пч и сопротивление R_{40}) работает без смещения. На остальные 4 ячейки (D_4 — R_{38} , D_3 — R_{36} , D_2 — R_{33} и D_1 — R_{31}) поданы запирающие напряжения с постепенно возрастающей величиной. При малом уровне измеряемого сигнала рабочая точка находится на квадратичном участке характеристики первого детектора. При увеличении уровня сигнала рабочая точка первого детектора переходит на линейный участок и открывается следующий детектор, у которого рабочая точка сначала тоже находится на квадратичном участке характеристики. Затем открывается следующий детектор и т. д. Происходит сложение линейной и квадратичной характеристик. В результате получается ломаная характеристика, с заданной степенью точности приближающаяся к квадратичной. Последовательно с преобразователем включен стрелочный прибор, регистрирующий суммарный ток всех ячеек.

Для калибровки измерителя применен генератор плоского спектра, выполненный на вибропреобразователе P_2 типа ВПГ-62 [37]. Принцип действия генератора заключается в следующем. Емкость контакта 7 вибропреобразователя относительно корпуса составляет 2—3 пФ. При колебании контакт 7 соприкасается с кон-

тактом 1, к которому подведен потенциал 100 В. Емкость контакта заряжается до указанного потенциала. Затем контакт 7 соприкасается с контактом 6, включенным через маленькое сопротивление R_{51} на корпус, и разряжается. Длительность образованных на сопротивлении R_{51} экспоненциальных импульсов очень мала (доля наносекунды), вследствие чего образуется равномерный спектр до 700 МГц. Спектр используется как эталонный сигнал при калибровке. Для возбуждения вибропреобразователя на его обмотку подается напряжение с частотой 400 Гц от генератора на лампе L_4 .

Узел питания состоит из следующих частей: стабилизатора начального напряжения, стабилизированного преобразователя и выпрямителя.

Накальный стабилизатор построен по ключевой схеме с широтно-импульсной стабилизацией. Схема работает следующим образом. На элемент сравнения (транзисторы T_7 и T_8) подается напряжение с выхода стабилизатора. Оно сравнивается с опорным напряжением, которое обеспечивает стабилитрон D_1 . Разность этих напряжений определяет длительность импульсов, вырабатываемых мультивибратором (T_5 и T_6) и, таким образом, определяет время, в течение которого открыты транзисторы T_1 и T_2 , а это, в свою очередь, определяет величину напряжения на выходе стабилизатора. Таким образом, уменьшение или увеличение напряжения на выходе стабилизатора вызовет соответственно увеличение или уменьшение времени пропускания ключа T_1 , T_2 и, следовательно, выровняет напряжение на выходе стабилизатора до заданного значения.

Стабилизированный преобразователь напряжения состоит из задающего генератора T_9 и T_{10} и выходного каскада T_{11} — T_{14} , охваченного автоматической регулировкой усиления. Нагрузкой выходного каскада служит повышающий трансформатор Tr_2 . Во вторичные обмотки трансформатора включены три выпрямителя для питания измерителя и один выпрямитель для автоматической регулировки усиления. Каскад T_{15} , включенный на выходе этого выпрямителя, создает смещение на транзисторах выходного каскада и регулирует его усиление в зависимости от изменения напряжения на выходе преобразователя.

23. ИЗМЕРИТЕЛЬ ПКЗ-4 НА ДИАПАЗОН 30—300 МГц

Измеритель ПКЗ-4 является унифицированным аналогом прибора ПКЗ-3 для другого диапазона частот. Оба прибора имеют единую унифицированную структурную схему и измерительную схему, унифицированные делители, блок питания и общую конструкцию. ПКЗ-4 отличается от ПКЗ-3 только схемой усилителей пч и вч, которые будут далее описаны.

Погрешности измерений с помощью прибора ПКЗ-4 такие же, как и для ПКЗ-3. В состав измерителя ПКЗ-4 входят: антенна

ПО-3, эквивалент сети ЯЗ-3 и выпрямитель Б1-5. Диапазон частот измерителя перекрывается шестью поддиапазонами. Погрешность установки частоты не превышает $\pm 1\%$. Прибор имеет две полосы пропускания: широкую — 120 кГц (по МСКР) и узкую — 15 кГц. Нижний предел измерения напряжения синусоидального сигнала на широкой полосе — 2,5 мкВ, на узкой — 1 мкВ. Верхний предел измерения напряжения синусоидального сигнала — 0,5 В. Нижний предел измерения напряженности поля синусоидального сигнала: а) для укороченного диполя при широкой полосе на частоте 30 МГц — 5 мкВ/м и на частоте 80 МГц — 8 мкВ/м; при узкой полосе на частоте 30 МГц — 2 мкВ/м и на частоте 80 МГц — 3 мкВ/м; б) для полуволнового диполя: при широкой полосе на частоте 80 МГц — 5 мкВ/м и на частоте 300 МГц — 20 мкВ/м; при узкой полосе на частоте 30 МГц — 2 мкВ/м и на частоте 300 МГц — 10 мкВ/м.

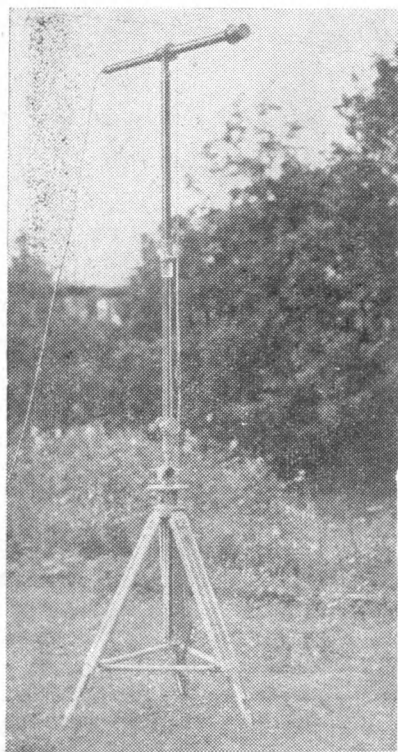


Рис. 75. Антенна ПО-3

Верхний предел измерения напряженности поля синусоидального сигнала на частоте 30 МГц — 0,5 В/м и на частоте 300 МГц — 3 В/м.

Ослабление сигналов частоты, равной промежуточной, — не менее 60 дБ. Ослабление зеркального и прочих паразитных каналов — не менее 50 дБ.

Измеритель имеет несимметричный вход. Номинальная величина входного сопротивления — 75 Ом, при КСВ — 1,5 (кроме положения «—6 дБ»).

Для измерения напряженности поля и поиска источников помех измеритель ПКЗ-4 снабжен комплектом антенн ПО-3 (рис. 75), состоящим из укороченного диполя, полуволнового диполя, штатива со складными

мачтами и всевозможными приспособлениями для установки антенны на заданной высоте.

Укороченный диполь с помощью вмонтированного между его лучами двоиного вариометра плавно перекрывает диапазон частот 30—80 МГц. Эквивалентная действующая длина укороченного диполя при нагрузке на сопротивление 75 Ом равна: на частоте 30 МГц — 1 м, на частоте 80 МГц — 0,6 м.

Полуволновый диполь перекрывает диапазон частот 80—300 МГц. Его настройка на заданную частоту производится выдвиганием телескопических лучей.

Погрешность калибровки антенны по эквивалентной действующей длине не превышает ± 1 дБ. Штатив и набор мачт позволяют устанавливать антенну на высоту от 1 до 4 м над землей. Имеется возможность поворачивать антенну в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

Эквивалент ЯЗ-3 работает по U-образной схеме. Эквивалент рассчитан на включение в сеть постоянного и переменного (50 и 400 Гц) токов с напряжением до 220 В. Максимальный ток — 25 А при 50 Гц и 15 А — при 400 Гц. Высокочастотное сопротивление эквивалента — 50 Ом при КСВ не более 2. Коэффициент передачи высокочастотного напряжения от источника помех к измерителю — минус 7 дБ. Ослабление радиопомех, проникающих из сети питания в измерительную схему, — не менее 40 дБ. Ослабление помех между двумя любыми проводами эквивалента — более 20 дБ.

На рис. 76 (см. вклейку) изображена схема узлов усилителя высокой и промежуточной частоты. Ниже дается их краткое описание.

УВЧ состоит из преселектора, смесителя и гетеродина. Преселектор содержит входной контур и два каскада усиления высокой частоты. Входной контур слабо связан со входными устройствами и сеткой лампы усилителя высокой частоты (с целью сохранения его добротности, необходимой для ослабления паразитных каналов). В каскадах **УВЧ** применены параллельное питание и последовательное включение индуктивности контура. Такая схема включения значительно уменьшает вносимые в контур емкости ламп, что увеличивает перекрытие по частоте. Смеситель выполнен по схеме односеточного преобразования. На первых пяти поддиапазонах применено верхнее, а на шестом поддиапазоне — нижнее сопряжение. Анодной нагрузкой смесителя является трансформатор, настроенный на первую промежуточную частоту. Выходное сопротивление трансформатора 75 Ом согласовано с сопротивлением делителя напряжения промежуточной частоты.

На входе **УПЧ** также включен трансформатор, связанный с контуром в сетке преобразователя и образующий с ним полосовой фильтр, настроенный на первую промежуточную частоту 21,4 МГц. Преобразователь выполнен по автодинной схеме. Частота гетеродина стабилизирована кварцевым резонатором ПЭ1. Анодными нагрузками преобразователя и первой лампы усиления пч являются полосовые фильтры с внешнеемкостной связью, а нагрузками 2 и 3-й ламп — одиночные контуры. В качестве анодных нагрузок ламп оконечного и буферного каскадов применены трансформаторы, настроенные на промежуточную частоту 6,5 МГц. На выходе оконечного каскада включен детектор измерительного канала. Его нагрузки размещены в общем узле. Через буферный кас-

кад осуществлен выход промежуточной частоты 6,5 МГц для внешнего подключения. Сопротивление выхода равно 75 Ом. С этого же выхода снимается напряжение для детектора D_1 звукового канала.

Оконечный каскад рассчитан на усиление импульсного сигнала большого диапазона амплитуд. Через лампу L_5 при измерении одиночных и редких импульсов протекает импульсный ток очень большой величины. Формирование полосы пропускания 120 кГц производится двумя полосовыми фильтрами, включенными в аноды второго преобразователя и первого каскада УПЧ, а также двумя одиночными контурами в каскадах L_3 и L_4 . Фильтр первой промежуточной частоты и трансформатор, включенный в анод L_5 , на форму кривой избирательности не влияют. Заменой второго полосового фильтра на кварцевый фильтр сужают полосу до 15 кГц. При такой замене увеличивается коэффициент включения лампы L_2 в контур первого полосового фильтра, что дает увеличение усиления тракта пч до 10 дБ.

24. ИЗМЕРИТЕЛИ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ И РАДИОПОМЕХ ПКЗ-5 И ПКЗ-6 НА ДИАПАЗОН 250—1000 МГц

В комплект прибора ПКЗ-5 входят измерительный приемник П5-19 и антенна П6-28; в комплект прибора ПКЗ-6 — измерительный приемник П5-20 и антенна П6-28.

Приемники П5-19 и П5-20 могут иметь самостоятельное применение для измерения малых уровней вч напряжений и их отношений, для индикации в мостовых схемах; для измерения импульсных напряжений; для измерения экранировки и т. п. Антенна П6-28 также может быть использована как самостоятельный прибор: для измерения напряженности поля с любым измерителем напряжения или мощности; для снятия диаграмм направленности антенн; для измерения коэффициентов усиления антенн; для измерения экранировки и т. п.

Основные технические характеристики измерительных приемников и антенны:

1. Диапазон частот: 255—500 МГц для приемника П5-19 и 500—1000 МГц для приемника П5-20. Погрешность частотной шкалы $\pm 1\%$.

2. Полоса пропускания: 0,8 МГц на уровне —3 дБ и 120 кГц на уровне —6 дБ; полоса 120 кГц нормирована в соответствии с требованиями МСКР.

3. Пределы измеряемых синусоидальных напряжений: от 6 мкВ до 100 000 мкВ; напряженности поля: от 120 мкВ/м до 530 000 мкВ/м.

4. Экранировка при выведенном входном аттенуаторе — 60 дБ.

5. Ослабление по побочным каналам — 60 дБ.

6. КСВ коаксиального 75-омного входа — не более 2,0 при ослаблении входного аттенюатора «0 дБ» и не более 1,5 при всех других ослаблениях аттенюатора.

7. Питание: 220 В при 50 Гц и 220/115 В при 400 Гц.

8. Габаритные размеры: 480×240×400 мм — приемник; 480×200×400 мм — блок питания.

9. Вес 27 кг — приемника, 20 кг — блока питания.

Приемники П5-19 и П5-20 полностью идентичны по принципиальной схеме и конструкции и отличаются только элементами, определяющими диапазон частот. Поэтому в дальнейшем дается описание одного из приемников. Структурная схема приемника представлена на рис. 77.

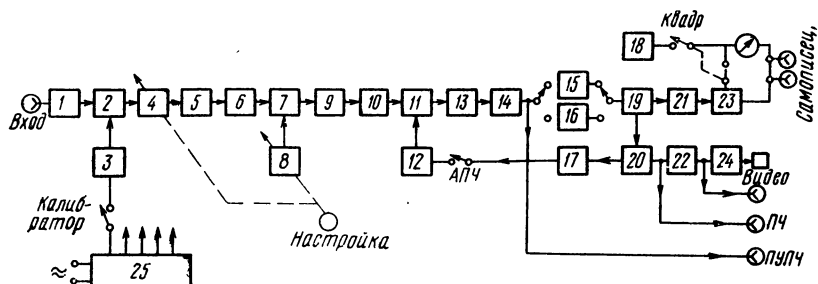


Рис. 77. Структурная схема приемников П5-19 и П5-20:

1 — аттенюатор вч, 2 — направленный ответвитель, 3 — калибратор, 4 — преселектор, 5 — развязывающий аттенюатор на 3 дБ, 6 — фильтр нижних частот, 7 — направленный ответвитель, 8 — 1-й гетеродин, 9 — 1-й смеситель, 10 — предварительный УПЧ, 11 — аттенюатор пч, 15 — УПЧ с полосой 0,8 МГц, 16 — УПЧ с полосой 120 кГц, 17 — дискриминатор, 18 — квадратичный преобразователь, 19 — оконечный УПЧ, 20 — выходной УПЧ, 21 — измерительный детектор, 22 — детектор видео- и УНЧ, 23 — УПЧ, 24 — УНЧ, 25 — блок питания.

Приемник построен по схеме супергетеродина с двойным преобразователем частоты. Высокочастотный сигнал с входного разъема поступает в аттенюатор вч (1), в котором ослабляется ступенями от 0 до 50 дБ через 10 дБ. Далее сигнал через прямой канал направленного ответвителя (2) подводится к преселектору (4). Через вторичный канал ответвителя в основной вч тракт поступает сигнал импульсного калибровочного генератора (3), который работает при включении напряжения питания. Выделенный преселектором полезный сигнал поступает через аттенюатор 3 дБ (3) к фильтру нижних частот (6) и далее через основной канал второго направленного ответвителя (7) на первый смеситель (9). Через вторичный канал ответвителя (7) к первому смесителю (9) поступает мощность от первого гетеродина (8), частота которого на 100 МГц выше частоты принимаемого сигнала. Разность частот (100 МГц) выделяется контуром на выходе первого смесителя и усиливается предварительным УПЧ (10). Во втором смесителе (11) происходит преобразование частоты 100 МГц в основную промежуточную частоту 10 МГц.

Во втором УПЧ (13) напряжение промежуточной частоты усиливается; одновременно второй УПЧ служит развязкой между вторым смесителем и аттенуатором пч (14) для уменьшения погрешности последнего. Аттенуатор пч имеет ослабление 61 дБ, которое может изменяться через 1 дБ. Далее сигнал частоты 10 МГц поступает в УПЧ (15 или 16), где происходят основное усиление сигнала и формирование полос пропускания приемника. УПЧ (15 и 16) представляет собой два самостоятельных усилителя на транзисторах. Один из усилителей имеет полосу пропускания около 1 МГц, второй — 120 кГц.

Переключение полос производится подачей питающего напряжения на соответствующий усилитель. В оконечном УПЧ (19) сигнал усиливается до уровней, позволяющих получить после измерительного детектора (21) напряжение около 15 В, что необходимо для квазипикового вольтметра при измерении помех с малой частотой следования.

УПЧ выходных устройств (20) предназначен для усиления малых уровней сигнала пч до напряжений, достаточных для работы осциллоскопа и УНЧ. Одновременно УПЧ (20) служит развязкой измерительного детектора (21) от детектора видео и УНЧ (22). Кроме того, на выходе УПЧ (20) включен дискриминатор (17), выдающий управляющее напряжение системы АПЧ на второй гетеродин (12).

Квадратичный преобразователь (18) позволяет получить на стрелочном приборе показания, пропорциональные квадрату входных вч напряжений. В приемнике имеются гнезда для подключения телефона, осциллоскопа (видео), внешнего регистрирующего прибора («самописец»), а также гнездо с напряжением промежуточной частоты 10 МГц (ПУПЧ).

Блок питания обеспечивает необходимые для работы приемника питающие напряжения, которые поддерживаются с требуемой стабильностью при изменениях напряжения сети на $\pm 10\%$.

Общий вид прибора П5-19 показан на рис. 78 (вид прибора П5-20 такой же). На рис. 79 и 80 (см. вклейку) показана принципиальная схема приемников П5-19 и П5-20. Ниже дается описание основных узлов.

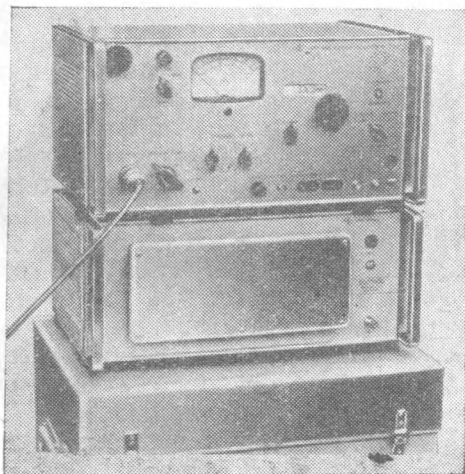


Рис. 78. Прибор П5-19

Аттенюатор вч предназначен для ослабления входных вч напряжений до уровней, при которых не нарушается линейность первого смесителя. Ослабление производится от 0 до 50 дБ ступенями через 10 дБ. Диапазон частот: от постоянного тока до 1000 МГц. Частотный ход в диапазоне 250—1000 МГц учитывается графиками. Погрешность ослабления — $\pm 0,3$ дБ. Вход и выход — коаксиальный, 75-омный. КСВ $\leq 1,2$. Экранировка ≥ 70 дБ. По конструкции (рис. 81) аттенюатор представляет собой круглый неподвижный барабан с коаксиальными ячейками на резисторах типа С2-10, который закрывается с обоих торцов крышками. В центре каждой из крышек находится коаксиальный разъем. На изоляционной оси в центре барабана жестко закреплены два ножевых контакта, каждый из которых представляет собой пружинящую пластинку с точечным контактом из палладия в месте соприкосновения с центральным проводником одной из ослабляющих ячеек. Каждая из пружинящих пластинок совместно с торцом барабана и внутренней плоскостью крышки образует линию типа «полоска между двумя плоскостями». Ширина полоски рассчитана для волнового сопротивления, 75 Ом. В месте крепления на изоляционной оси полоска переходит в круглый стержень, с которым контактирует цанговый центральный проводник коаксиала в крышке. Ножевые контакты, вращаемые изоляционной осью, одновременно подключаются к контактам одной из ячеек. В этот момент положение оси фиксируется шариковым ограничителем. Поворот оси производится ручкой через систему шестеренок. В одном из фиксируемых положений входной и выходной разъемы замыкаются на сопротивление 75 Ом. При этом положении аттенюатора вч производится внутренняя калибровка приемника, а входной сигнал отключается от вч тракта и замыкается на 75 Ом; развязка между входом и выходом аттенюатора при внутренней калибровке — более 80 дБ.

Направленный ответвитель предназначен для бесконтактного введения вспомогательных сигналов в основной вч тракт приемника. При этом потери на ответвление полезного сигнала во вторичные каналы не превышают 10%.

В приемнике два одинаковых ответвителя. Через первый подводится сигнал от импульсного калибратора при внутренней калибровке приемника, через второй — вч напряжение от первого етеродина. Диапазон частот — 250—1000 МГц. Направленность

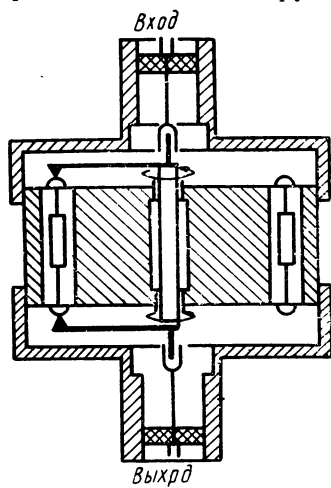


Рис. 81. Конструкция аттенюатора

≥ 20 дБ; переходное ослабление 9—18 дБ; КСВ прямого канала $\leq 1,1$; КСВ вторичного канала $\leq 1,5$.

Импульсный калибратор предназначен для внутренней калибровки усиления приемника. Калибратор представляет собой генератор импульсов, длительность которых короче одной наносекунды.

Генератор (см. блок 2 на рис. 88) включает в себя задающий генератор (T_1), триггер Шмитта (T_2 — T_3), усилитель-инвертор (T_4), оконечный усилитель (T_5 , T_6) и выходное формирующее устройство на диоде с накоплением заряда (D_2) и с короткозамкнутой формирующей линией.

Задающий генератор представляет собой RC -генератор, собранный по схеме индуктивной трехточки. Частота генерации — 40 кГц. Снимаемое с эмиттера T_1 синусоидальное напряжение преобразуется в прямоугольное при помощи триггера Шмитта. С коллектора T_3 сигнал через C_{10} подается на базу транзистора T_4 . При этом прямоугольный сигнал дифференцируется и его положительный выброс открывает транзистор T_4 , вводя его в насыщение. На коллекторе T_4 получается импульс отрицательной полярности с фронтом около 10 нс. Этот импульс подается на базы параллельно соединенных p - n транзисторов (T_5 , T_6), которые тоже работают в режиме насыщения. За счет этого происходит предварительная стабилизация амплитуды импульса.

Дальнейшая стабилизация амплитуды осуществляется кремниевым стабилитроном (D_1), который ограничивает импульс на уровне около 8 В. Полученный таким образом импульс положительной полярности с фронтом 10—12 нс служит исходным для получения импульса с фронтом не более 0,3 нс при помощи D_2 , работающего в качестве диода с накоплением заряда. В промежутке между импульсами через диод протекает прямой ток около 20 мА, благодаря чему в диоде накапливается заряд неосновных носителей. С приходом запирающего импульса положительной полярности диод в течение 12—15 нс остается проводящим, шунтируя собой выходное сопротивление источника импульсов. После окончания процесса рассасывания заряда неосновных носителей сопротивление диода резко возрастает, в результате чего формируется импульс с фронтом не более 0,3 нс. Затем из этого перепеда формируется импульс длительностью около 0,3 нс при помощи отрезка короткозамкнутой коаксиальной линии с волновым сопротивлением 75 Ом.

Высокочастотный дроссель L_2 служит для развязки высокочастотной части выходного формирующего устройства (диод D_2 , короткозамкнутая линия) от источника исходных импульсов. Конденсатор C_{15} специальной конструкции.

Преселектор предназначен для ослабления помех по паразитным каналам приема. Основные характеристики преселектора по каждому приемнику приведены в табл. 16.

Тип приемника	Диапазон частот, МГц	Полоса пропускания на уровне 3 дБ, МГц	Ослабление на резонансной частоте, дБ	КСВ входа
П5-19	250—500	5—15	$\leq 1,2$	$\leq 1,5$
П5-20	500—1000	7—20	$\leq 1,2$	$\leq 1,3$

Преселектор представляет собой двухконтурный полосовой фильтр, частота которого перестраивается одновременным перемещением бесконтактных плунжеров в коаксиальных ступенчатых резонаторах. Схематическое изображение одного из резонаторов представлено на рис. 82. При переходе плунжера из одной полости в другую изменяются длины отрезков резонатора с разными волновыми сопротивлениями. При этом длина волны контура изменяется пропорционально перемещению плунжера (при условии $L_1 = L_2 = L_3$).

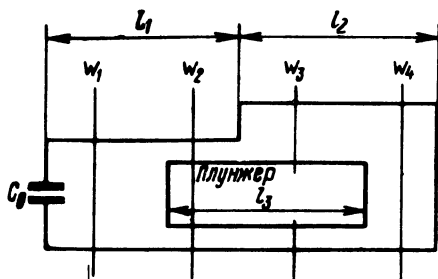


Рис. 82. Схематическое изображение резонатора преселектора

Конструкция преселектора упрощенно представлена на рис. 83. Торцевые полупеременные емкости сопрягают частоты резонаторов на высшей частоте диапазона, когда оба плунжера находятся в камерах большого диаметра. При этом частота преселектора — наибольшая. Когда плунжеры полностью перемещаются в камеры малого диаметра, преселектор настраивается на наименьшую частоту. Каждый плунжер представляет собой цилиндр с отверстием для направляющего стержня. Емкостный контакт с направляющим стержнем обеспечивается фторопластовой прокладкой внутри плунжера. Пластмассовые тяги закрепляются в каждом из

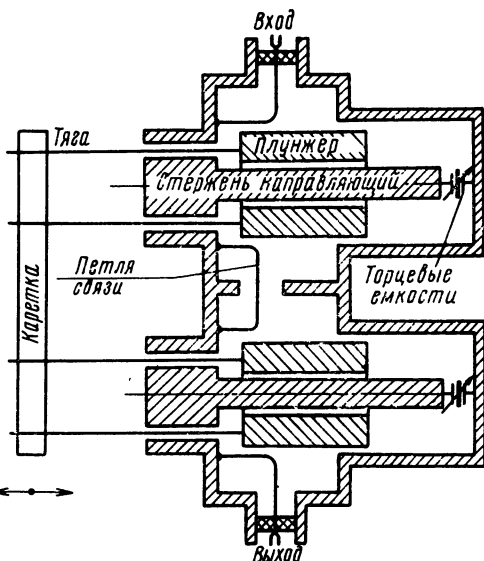


Рис. 83. Конструкция преселектора

плунжеров и в общей каретке, которая обеспечивает синхронное перемещение плунжеров. Отверстия в корпусе для тяг выполнены в виде предельных волноводов для обеспечения экранировки. Все металлические детали преселектора, за исключением петель связи и винтов, сделаны из алюминиевого сплава с токопроводящим покрытием. Преселектор устанавливается на литом алюминиевом каркасе вместе с первым гетеродином. Перемещение плунжеров преселектора осуществляется кулачком переменного радиуса, вследствие чего частота преселектора линейно зависит от угла поворота оси кулачка. Для точного сопряжения частот преселектора и первого гетеродина (с разницей 100 МГц) на образующей кулачка преселектора имеется около 60 настрочных винтов, на которые натянута плоская стальная лента. Каретка перемещения тяг через шариковый подшипник постоянно прижимается пружиной к ленте, воспринимая перемещающее усилие при повороте кулачка.

Первый гетеродин совместно со смесителем предназначен для преобразования частоты принимаемого сигнала в первую промежуточную частоту — 100 МГц. По принципу действия и кинематической схеме привода контур гетеродина аналогичен контуру преселектора. Металлокерамический триод типа ГС-4В используется в качестве генераторной лампы. Питание к аноду лампы подводится через канал в центре направляющего стержня. Для улучшения условий генерации емкость анод-катод увеличена введением кольца вокруг анода. Кольцо тремя проводниками соединяется в держателе катода лампы. Питание канала подводится через LC-фильтр. Контур гетеродина изготовлен из латуни. Он устанавливается на общем литом каркасе с преселектором. Кулачки перемещения плунжеров гетеродина и преселектора закреплены на общей оси, вращающейся при помощи червячной передачи от ручки перестройки частоты на передней панели прибора.

Развязывающий аттенюатор 3 дБ предназначен для уменьшения реакции первого смесителя на резонансную характеристику преселектора. Он выполнен на резисторах типа С2-10 в коаксиальном тракте. По конструкции ячейка аттенюатора 3 дБ аналогична ячейкам входного аттенюатора.

Фильтр нижних частот (*ФНЧ*) предназначен для уменьшения уровней мешающих сигналов, частоты которых выше 1000 МГц. В приемнике П5-19 граничная частота *ФНЧ* — 1,8 ГГц; в приемнике П5-20 — 2,5 ГГц.

Выбор частоты *ФНЧ* обусловлен наличием у преселектора резонансных частот за пределами их рабочих диапазонов. На этих частотах ослабление преселектора резко уменьшается, вследствие чего сигнал помехи почти беспрепятственно проходит до первого смесителя, где происходит нежелательное преобразование сигнала помехи на высших гармониках первого гетеродина. Вследствие этого на выходе приемника будет индуцироваться сигнал, частота которого выше 1000 МГц и является для данного приемника паразитной. *ФНЧ* уменьшают сигналы помех более чем на 60 дБ.

В основных диапазонах частот приемников *ФНЧ* имеют потери около 1 дБ и $K_{СВ} \leq 1,2$. Конструктивно каждый *ФНЧ* выполнен в виде отрезка коаксиала, центральный проводник которого представляет собой чередование распределенных *LC*-элементов.

Первый смеситель предназначен для преобразования частот вч сигналов в первую промежуточную частоту — 100 МГц. Диод — полупроводниковый, типа Д405. Смеситель состоит из держателя диода и элементов согласования: коаксиальных трансформаторов, сопротивлений и параллельных коаксиальных шлейфов.

Размеры элементов согласования рассчитаны для каждого частотного диапазона приемников. Параметры преобразователя: потери преобразования 8—10 дБ, $K_{СВ}$ входа смесителя ≤ 2 . Конструктивно смеситель выполнен в виде коаксиальной линии, оканчивающейся держателем диода Д405. Для уменьшения длины соединительных проводников смеситель жестко соединяется с предварительным усилителем промежуточной частоты (*ПУПЧ*). Расположение последнего в общей компоновке приемника позволяет менять диод Д405 с передней панели приемника без разборки футляра.

Предварительный усилитель промежуточной частоты (*ПУПЧ*) второй преобразователь и (*УПЧ*) (блок 3). *ПУПЧ* предназначен для усиления напряжения первой промежуточной частоты 100 МГц. Он состоит из входной цепи и двух каскадов предварительного усиления. Входная цепь выполнена в виде двухконтурного полосового фильтра с емкостной связью. Первый контур входной цепи L_1 — отрезок коаксиальной линии, укороченный конструктивной емкостью смесителя. Второй контур образован индуктивностью L_2 входной емкостью лампы L_1 и емкостью монтажа

В первом каскаде работает высокочастотный триод 6С4П-Е (L_1) по схеме с общей сеткой. Низкое входное сопротивление этой схемы шунтирует входную цепь и уменьшает влияние элементов последней на согласование кристаллического смесителя по высокой частоте. Нагрузкой первого каскада является двухконтурный фильтр L_3C_1 — L_4C_{11} с емкостной критической связью. Во втором каскаде включен широкополосный пентод 6Ж9П-Е (L_2) с четырехзвенным фильтром сосредоточенной селекции в анодной цепи L_5 — L_9 ; C_{22} — C_{33} .

Второй преобразователь частоты 100 МГц в 10 МГц выполнен на двойном триоде 6Н23П-В (L_3): смеситель — на левой половине триода по схеме односеточного преобразования, а гетеродин — на правой половине по схеме «емкостная трехточка». Два варикапа D_1 и D_2 (типа Д901А), включенные параллельно контуру гетеродина, являются управляемыми элементами системы АПЧ. Нагрузкой смесителя служит двухконтурный фильтр $L_{11}C_{49}R_{20}L_{12}C_{52}R_{22}$ с емкостной связью.

Выходной каскад *УПЧ* (10 МГц) выполнен на пентоде 6Э6П-Е (L_4) с выходным сопротивлением 75 Ом. Он предназначается для

согласования выходного сопротивления второго смесителя с 75-омным входным сопротивлением аттенюатора пч. Технические характеристики блока 3: входная частота — 100 МГц, выходная резонансная частота — 10 МГц, частота 2-го гетеродина — 110 МГц, коэффициент усиления — 41 дБ, полоса пропускания — 1,5 МГц, коэффициент шума — 6 дБ.

Аттенюатор промежуточной частоты (блок 4) предназначен для точных относительных измерений, а также для уменьшения уровня больших сигналов до величины, необходимой для нормальной работы УПЧ и индикатора. Аттенюатор собран на резисторах типа С2-10 и имеет пределы регулировки ослабления 0—61 дБ через 1 дБ.

Главный усилитель промежуточной частоты (блок 5) предназначен для усиления напряжения второй промежуточной частоты и формирования узкой полосы пропускания (120 кГц). Широкая полоса пропускания 0,8 МГц формируется в предварительном, главном и оконечном УПЧ. Главный УПЧ состоит из двух самостоятельных усилителей, объединенных на общем шасси: УПЧ узкой полосы и УПЧ широкой полосы. УПЧ узкой полосы — два однотипных каскада (T_1 , T_2 и T_3 , T_4) на транзисторах. Нагрузкой каждого каскада является двухконтурный фильтр с емкостной связью, близкой к критической. УПЧ широкой полосы также состоит из двух однотипных широкополосных каскадов (T_5 , T_6 и T_7 , T_8) на транзисторах. При переключении полос выход соответствующего УПЧ с помощью реле подключается на вход оконечного УПЧ, выход другого УПЧ в это время закорачивается на корпус. Коэффициент усиления каждой линейки регулируется сопротивлением R_4 , ручка которого выведена на переднюю панель.

Технические характеристики усилителя: резонансная частота — 10 МГц; коэффициент усиления на узкой полосе — 50 дБ; коэффициент усиления на широкой полосе — 60 дБ; узкая полоса пропускания — 120 кГц на уровне —6 дБ; широкая полоса пропускания — 1,2 МГц на уровне —3 дБ; диапазон регулировки усиления — ± 10 дБ.

Индикаторный блок (блок 6) служит для усиления сигналов промежуточной частоты (10 МГц), обеспечения различных видов детектирования (детектор среднего значения, квазишпиковый и пиковый детекторы), индикации параметров измеряемых величин и регистрации их внешним самописцем. Индикаторный блок состоит из двух каскадов усиления промежуточной частоты (L_1 — 6Ж9П-Е, L_2 — 6П13П-В), диодного детектора (L_3 — 6Х2П-Е), катодного повторителя (L_4 — 6Н3П-Е) и усилителя постоянного тока (L_5 — 6Н3П-Е). Первый каскад усиления промежуточной частоты выполнен на лампе 6Ж9П-Е (L_1) и обеспечивает достаточную мощность для работы оконечного каскада. В оконечном каскаде УПЧ работает пентод 6П15П-Н (L_2), кото-

рый обеспечивает нормальную работу квазипикового детектора при одиночных и редко следующих импульсах радиопомех. Реле P_1 , включенное в катод L_2 , выполняет функции защиты лампы при перегрузках. Детектор средних значений состоит из следующих элементов: L_3 , R_{11} , R_{12} , C_{20} , C_{21} , C_{17} . Он служит для измерения среднего значения огибающей сигналов.

Квазипиковый детектор включает в себя L_3 , R_{25} — R_{30} , R_{44} , C_{23} . Пиковый детектор состоит из L_3 , R_{13} , L_4 , C_{23} , R_{25} — R_{30} , R_{44} . В нем применена схема двукратного пикового детектирования. Катодный повторитель, выполненный на L_4 , входит в состав пикового детектора и, кроме того, является усилителем мощности для нормальной работы квадратичного детектора.

Стрелочный индикаторный прибор приемника включен между нагрузками катодов усилителя постоянного тока 6НЗП-Е (L_5). Параллельно индикаторному прибору включены гнезда для внешнего регистрирующего прибора.

Входные устройства (блок 7) предназначены для получения необходимых напряжений: на выходе «пч», видеовыходе, выходе нч, для АПЧ, а также для преобразования линейного напряжения в квадратичное. Напряжение на выход «пч» снимается после первого каскада УПЧ с транзистора T_1 (1Т308В). Величина эдс выхода «пч» составляет 0,1—0,2 В (эфф.) при отклонении стрелки индикатора приемника на полную шкалу; выходное сопротивление равно 50 Ом. После первого каскада включен амплитудный видео- и нч детектор — диод Д18 (D_1), с нагрузки которого сигнал нч поступает на видеовыход и УНЧ; последний выполнен по бестрансформаторной схеме на четырех транзисторах МП15 и МП10 (T_4 — T_7). Напряжение АПЧ вырабатывают усилитель-ограничитель и дискриминатор, выполненный на транзисторах 1Т308В (T_2 и T_3) и двух диодах Д18 (D_2 и D_3). Квадратичный преобразователь выполнен по схеме линейно-сегментной аппроксимации на девяти полупроводниковых диодах Д225А (D_4 — D_{12}).

Блок питания включает в себя:

а) стабилизированный источник постоянного напряжения 250 В. Схема представляет собой компенсационный стабилизатор напряжения с регулирующей лампой 6С19П, усилителем на транзисторе 2Т301Д и лампе 6С7В-В. Источником опорного напряжения служит стабилитрон СГ202Б;

б) схему источника на 150 В, аналогичную вышеописанной. Регулирующий элемент — лампа 6С41С, усилитель — лампа 6С7В-В и транзистор 2Т301Д;

в) источник на —20 В, в котором применена схема компенсационного стабилизатора на полупроводниковых приборах. Регулирующий элемент собран по схеме составного триода на П217 и П214. Для улучшения термокомпенсации усилитель собран по дифференциальной схеме на триодах МП15. Источником опорного напряжения служит стабилитрон Д814А;

г) источник постоянного напряжения 6,3 В на ток 610 мА. Регулирующий элемент собран по схеме составного триода на транзисторах П217, П214, МП15 и стабилитроне Д814А, усилитель — на МП-15;

д) источник на 6,3 В и 3900 мА, выполненный аналогично предыдущему. Составной триод — на транзисторах П210 (2 шт. параллельно), П217 и МП15; усилитель МП-15, стабилитрон Д814А. Блок питания выполнен в виде самостоятельного узла в отдельном футляре. В качестве радиаторов мощных транзисторов используется массивная передняя панель футляра.

Приемная антенна П6-28 представляет собой полуволновый диполь, длина которого изменяется с изменением частоты. Конструктивно диполь выполнен в виде двух тонких неподвижных трубок, закрепленных в пластмассовом корпусе. Изменение длины диполя производится перемещением телескопических вставок в трубках. Линейка с частотной шкалой, закрепляемая в центре диполя, позволяет производить установку длины каждой половины

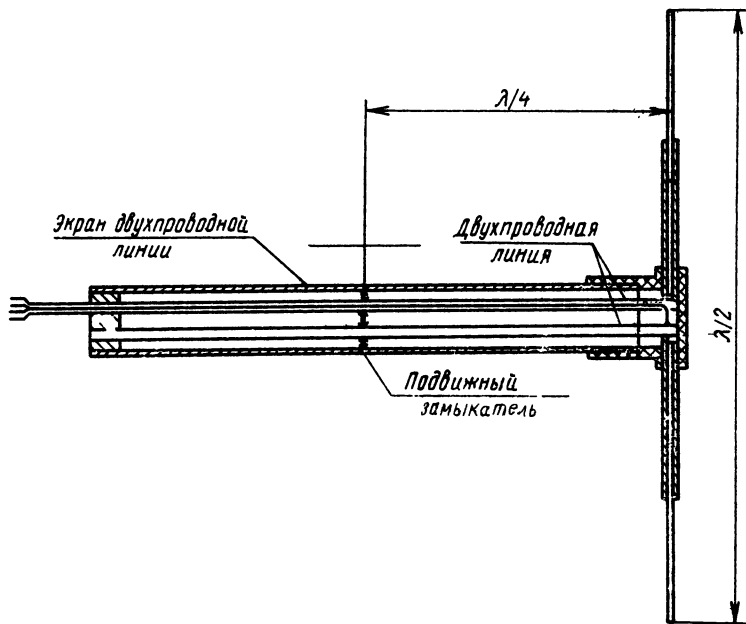


Рис. 84. Устройство антенны П6-28

диполя в соответствии с частотой сигнала. Для подключения коаксиального кабеля к диполю без нарушения симметрии последнего служит симметрирующее устройство — четвертьволновый отрезок двухпроводной линии (рис. 84). Установка длины двухпроводной линии на $\frac{\lambda}{4}$ для каждой частоты производится при помощи корот-

козамыкателя. Коаксиальный кабель проложен внутри одной из трубок двухпроводной линии. Для защиты от наводок двухпроводная линия помещена в круглый экран, который одновременно служит для закрепления всех элементов антенны и симметрирующего устройства.

25. ЗАРУБЕЖНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ РАДИОПОМЕХ

Измеритель помех В 83600—В80 фирмы Siemens (ФРГ)

Прибор В 83600-В 80¹⁾, общий вид которого показан на рис. 85, является усовершенствованной моделью, разработанной на базе ранее выпускавшихся фирмой приборов STMG-3800 (лампо-

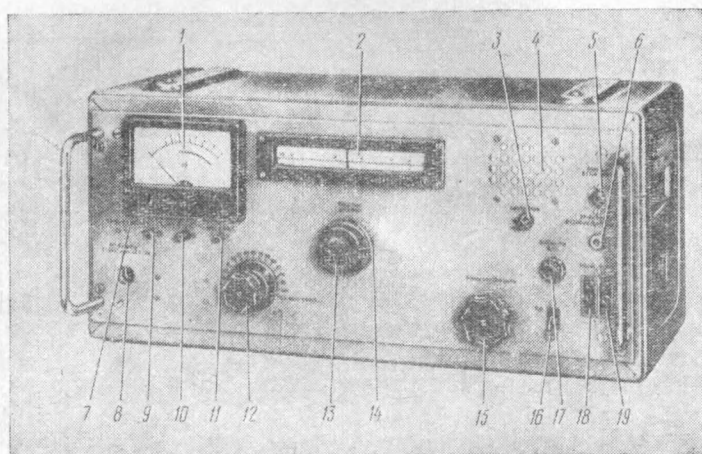


Рис. 85. Измеритель помех В 83600—В 80:

1 — шкала индикаторного прибора, 2 — частотная шкала, 3 — регулировка громкости, 4 — динамик, 5 — для питания от сети переменного тока, 6 — выход пч, 7 — регулятор усиления, 8 — коаксиальный вход, 9 — кнопка включения калибратора, 10 — регулировка калибратора, 11 — кнопка для проверки напряжения батареи, 12 — делитель напряжения, 13, 14 — настройка по частоте, 15 — переключатель поддиапазонов, 16 — тумблер включения прибора, 17 — предохранитель, 18 — выход для головных телефонов, 19 — выход на самописец

ный вариант на диапазон 0,1—30 МГц) и STTM-3840 (транзисторный вариант на диапазон 0,15—3 МГц). Прибор В 83600 выполнен на транзисторах и по своим характеристикам удовлетворяет всем требованиям МСРК [39]. От других приборов, работающих в диапазоне 1, этот прибор отличается сравнительно малым весом, что делает его удобным в эксплуатации.

¹⁾ Номер В 83 600 относится ко всему комплекту, номер В 80 — к измерительному блоку. В дальнейшем для краткости номер комплекта опускается.

Прибор имеет следующие характеристики:

1. Диапазон частот — от 135 кГц до 30 МГц. Этот диапазон разбит на 10 поддиапазонов.

2. Диапазон измеряемых синусоидальных напряжений от 0,4 мкВ на входном сопротивлении 60 Ом и 2 мкВ на 150-омном эквиваленте сети до 0,25 В на входном сопротивлении 60 Ом и 0,63 В на 150-омном эквиваленте сети. Имеется возможность повысить верхний предел измеряемых напряжений путем включения дополнительного аттенюатора на 30 дБ.

3. В комплект прибора В 83600 входят следующие устройства: измерительный приемник В 80, эквивалент сети на 4 провода по 25 А типа А 64, эквивалент сети на 2 провода по 6 А типа А 62, Δ -образный эквивалент сети на диапазон 0,15—1,61 МГц и ток 6 А типа А 49, блок нагрузочных сопротивлений для измерения помех в проводах (без эквивалента сети) типа А 48, симметрирующее устройство А 50, измерительная головка А 52 с нагрузочным сопротивлением 1500 Ом для измерения помех в проводах питания ПНМ установок, головка А 58 для измерения помех в антеннах, высокочастотные клещи А 44 для измерения тока радиопомех, зонд А 55 для обнаружения повреждений в вч кабелях, штыревая выносная антенна А 88, рамочные антенны А 86 и А 87, блок настройки антенн А 85, тренога для антенн А 90, дополнительный входной аттенюатор на 30 дБ А 84, зарядное устройство А 81, самопишущий гальванометр А 94 и др.

4. Вход несимметричный; входное сопротивление 60 ± 15 Ом. Входной разделительный конденсатор рассчитан на 42 В переменного напряжения и 80 В постоянного (для больших напряжений прилагаются специальные конденсаторы).

5. Прибор работоспособен в интервале температур от -20 до $+50^\circ\text{C}$.

6. Прибор имеет следующие выходы: промежуточной частоты 115 кГц (0,2 В на сопротивлении 6 кОм), для подключения самописца, для головных телефонов.

7. Питание прибора — от встроенной батареи аккумуляторов (13 шт. типа 450RS) непрерывно в течение 15 ч. С помощью зарядного устройства А 81 может быть обеспечено питание от сети переменного тока с одновременной подзарядкой аккумуляторов.

8. Габариты — $450 \times 250 \times 300$ мм, вес — 16 кг.

Структурная схема прибора показана на рис. 86. Измеритель собран по супергетеродинной схеме с двойным преобразованием частоты. Входной сигнал с коаксиального гнезда B_1 поступает на вч аттенюатор 1, позволяющий с помощью переключателя S_4 устанавливать затухание в пределах от 0 до 100 дБ ступенями по 5 дБ. Необходимое затухание аттенюатора обеспечивается включением двух последовательных П-образных цепей, расположенных в 4 хорошо заэкранированных отсеках тракта вч. При включении ступеней деления 5, 20, 25, 30, ..., 100 дБ деление напряжения производится в тракте вч, а при включении ступеней 10 и 15 дБ — в

тракте пч (изменением режима работы транзистора). В крайнем положении переключателя S_4 «126 дБ» входной сигнал сразу детектируется детектором 2 и затем измеряется вольтметром. Это положение используется для измерения сравнительно больших сигналов в пределах от 116 до 126 дБ или, при входном сопротивлении 60 Ом, от 0,6 до 2 В. Благодаря низкоомному входу в

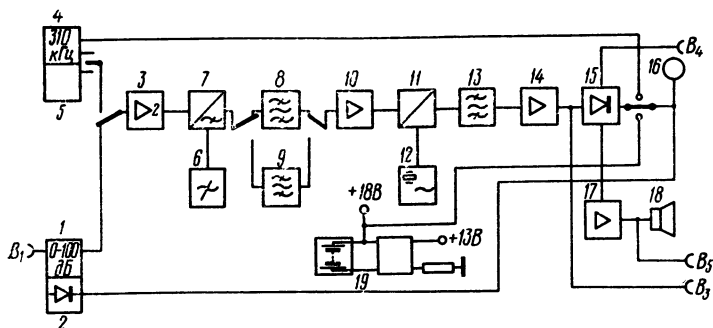


Рис. 86. Структурная схема измерителя помех В 83600—В 80:

B_1 —вход, 1—аттенюатор; 2—детектор, 3—входной контур, 4—синусоидальный калибратор, 5—импульсный калибратор, 6—1-й гетеродин, 7—1-й смеситель, 8—усилитель на 468 кГц, 9—усилитель на 2 МГц, 10—УПЧ, 11—2-й смеситель, 12—2-й гетеродин, 13—УПЧ, 14—усилитель мощности, 15—детектор, 16—индикаторный прибор, 17—УНЧ, 18—динамик, B_4 —выход на самописец, B_5 —выход на головные телефоны, B_3 —выход пч, 19—стабилизатор

положении «126 дБ» показания прибора в диапазоне 0,1—50 МГц не зависят от частоты.

После аттенюатора измеряемое напряжение помехи поступает на входной вч контур 3. Сюда же при калибровке подключается напряжение от одного из двух калибраторов: либо синусоидального 4, либо импульсного 5. Синусоидальный калибратор, работающий на фиксированной частоте 310 кГц, используется для установки точного коэффициента усиления. Такая установка производится на II поддиапазоне с помощью переключателей S_1 и S_2 . При нажатии кнопки S_4 включается генератор; измеритель настраивается на частоту калибратора и затем при помощи S_2 устанавливается необходимое усиление по красной риске на шкале. Импульсный калибратор используется для проверки правильности работы прибора на всех частотах измерения. С его помощью косвенным образом проверяются ширина полосы пропускания и импульсная характеристика. Импульсный калибратор состоит из генератора синусоидальных колебаний на частоте 30 Гц и формирователя на туннельном диоде. Импульсы на выходе калибратора имеют небольшую длительность, так что соответствующий им спектр частот оказывается равномерным до 30 МГц с завалом до 3 дБ.

УВЧ прибора состоит из входных контуров 8, гетеродина 6, смесителя 7 и каскадов пч 8 и 9. Благодаря разбивке прибора на

10 поддиапазонов удалось получить равномерное усиление в пределах каждого из поддиапазонов. УВЧ выполнен в виде специального блока, в котором отдельные части хорошо экранированы друг относительно друга. Для обеспечения высокой устойчивости по отношению к комбинационным частотам гетеродин выполнен с минимальным коэффициентом гармоник. Уровень его напряжения невелик (0,7—0,8 В), что необходимо для обеспечения одинаковой крутизны преобразования.

Как видно из схемы, 1-й контур пч может переключаться на частоту 468 кГц (1, 3, 4 и 5-й поддиапазоны) или 2 МГц (на остальных поддиапазонах). За 1-м контуром пч следуют: раздельный усилитель 10, 2-й смеситель 11, 2-й гетеродин 12 и трехконтурный полосовой фильтр на промежуточную частоту 115 кГц 13. Частоты 2-го гетеродина, необходимые для преобразования стабилизированы: 1,885 МГц кварцем, а 583 кГц — обычными схемными мерами. Регулировка усиления производится в 1-м из трех каскадов фильтра, за фильтром следует усилитель мощности 14, который обеспечивает необходимый запас по перегрузке 30 дБ (для измерения одиночного импульса).

Детектор 15 работает в двухтактном режиме и снимаемое с него напряжение (без УПТ) используется непосредственно для работы индикаторного прибора 16. При этом постоянная времени заряда (1 мс) обеспечивается внутренним сопротивлением усилителя 500 Ом и емкостью детекторной нагрузки 2 мкФ, а постоянная времени разряда (160 мс) — сопротивлением детекторной нагрузки 80 кОм и той же емкостью.

Низкая частота через детектор и двухкаскадный УНЧ 17 поступает на динамик 18.

Непосредственно от аккумуляторов питаются мощные каскады приемника. Все другие элементы схемы, зависящие от напряжения, питаются от электронного стабилизатора 19.

Измеритель помех FSM фирмы RFT (ГДР)

Измеритель помех FSM6 является в настоящее время одним из лучших приборов, выполненных в полном соответствии с требованиями МСКР [40]. Прибор изготовлен полностью на транзисторах и позволяет, кроме измерения радиопомех, производить целый ряд других точных радиотехнических измерений. Прибор сложный, дорогой, имеет сравнительно большие габариты и вес, что затрудняет его использование при измерениях вне лаборатории.

Прибор выпускается с различным назначением и вследствие этого с различной комплектацией. Основными разновидностями являются:

FSM 6.1 — комплект аппаратуры для измерения радиосигналов напряжения и напряженности.

FSM 6.2 — комплект аппаратуры такой же, как FSM 6.1, плюс дистанционно-управляемая антенна.

FSM 6.3 — комплект аппаратуры такой же, как FSM 6.2, плюс все необходимые приспособления для измерения напряжения и напряженности поля радиопомех.

Прибор FSM 6 имеет следующие основные характеристики:

1. Диапазон частот — от 0,1 до 30 МГц. Рабочий диапазон разбит на 8 поддиапазонов.

2. В состав комплекта FSM 6.3 входят следующие устройства: измерительный приемник SMV 6.1 (в виде вставного для стоечных конструкций блока) или SMV 6.2 (в виде автономного прибора), измерительная антенна FMA 6.1 (с ручным управлением) или FMA 6.2 (с дистанционным полуавтоматическим управлением), эквивалент сети NNB 101 на 2 провода по 10 А, эквивалент сети NNB 102-2 на 3 провода по 25 А, эквивалент антенны ANB 101, пробники ТК 101 и ТК 103 для измерения вч напряжения (входное сопротивление 2,5 кОм при ослаблении 30 дБ), блок нагрузочных сопротивлений ТК 102 для измерения помех в проводах без эквивалента сети, складной противовес, штатив для антенны, соединительные кабели, укладочные ящики и пр.

Общий вид измерительного приемника показан на рис. 87.

3. Погрешность частотной шкалы без калибровки — $0,2\% \pm \pm 500$ Гц (в интервале температур от $+5$ до $+45^\circ\text{C}$) и $0,1\%$ с калибровкой на частотах, кратных 100 и 500 кГц.

4. Входное сопротивление при включении входного аттенюатора на 10 дБ — $75 \pm 7,5$ Ом при фазовом угле $\leq 10^\circ$; без аттенюатора фазовый угол достигает 37° .

5. Диапазон измеряемых напряжений при нормальной полосе и квазипиковом вольтметре — от 1,25 мкВ до 4 В, при узкой полосе 200 Гц — от 0,125 мкВ до 1,25 В.

6. Чувствительность при измерении напряженности поля: со штыревой антенной — 10—30 мкВ/м, с ферритовыми антеннами — 15—30 мкВ/м.

7. Ширина полосы пропускания — 9 кГц (соответствует требованиям МСКР). Имеется также возможность работы с полосами пропускания 3, 1 и 0,2 кГц; в последнем случае используется кварцевый фильтр.

8. Ослабление по зеркальному каналу — более 60 дБ, промежуточных частот — не менее 55 дБ, ослабление по прочим побочным каналам — более 80 дБ.

9. С использованием внутреннего генератора синусоидальных сигналов прибор может быть использован для измерения затухания, вносимого помехоподавительными фильтрами или другими четырехполюсниками. При этом предельное измеряемое затухание равно 120 дБ (с использованием полосы 200 Гц), а погрешность измерения затухания равна 0,04 дБ на каждые 10 дБ затухания плюс 0,1 дБ.

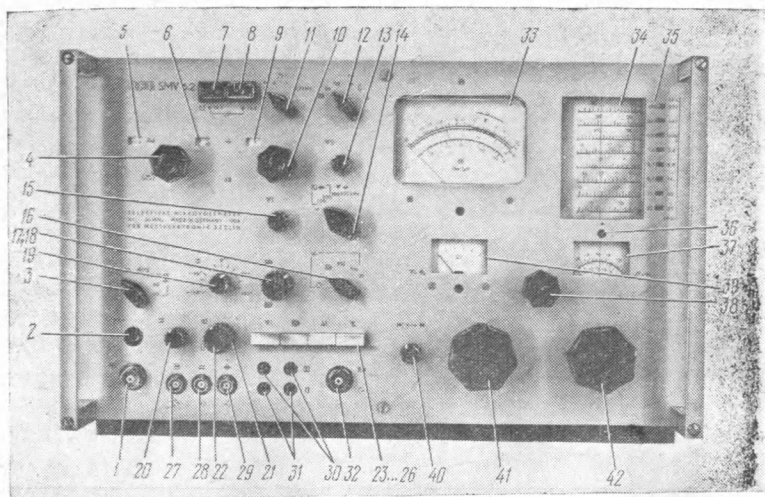


Рис. 87. Селективный микровольтметр SMV 6.2:

1 — вход вч, 2 — гнездо для питания антенного усилителя, 3 — переключатель входного сопротивления, 4 — переключатель программ работы аттенюаторов и включения аттенюатора на нужную ступень, 5 — шкала-указатель включенного коэффициента деления по пч, 6 — шкала-указатель общего коэффициента деления, 7 — кнопка включения питания от сети, 8 — кнопка включения питания от батареи 12 В, 9 — индикация включенной ступени дополнительного аттенюатора вч через 1 дБ, 10 — включение ступеней аттенюатора вч через 1 дБ, 11 — переключатель ширины полосы пропускания, 12 — переключатель вида индикации, 13 — регулятор калибровки, 14 — переключатель «измерение—калибровка», 15 — установка напряжения калибратора, 16 — включение синхронизации, 17 и 18 — точная настройка калибровочного генератора, 19 — вращение антенны, 20 — подстройка антенны при автоматической настройке, 21 — регулятор громкости, 22 — регулятор компенсационного напряжения при измерении пикового напряжения, 23 — кнопка для включения индикации напряжения калибровочного генератора, 24 — кнопка для включения калибратора в качестве ГСС, 25 — кнопка для включения гетеродина, 26 — кнопка включения напряжения на антенну, 27 — выход на осциллограф, 28 — напряжение для свипирования, 29 — вход для внешних частотных меток, 30 — выход для самописца, 31 — выход для головного телефона, 32 — выход напряжения калибровочного генератора, 33 — основной индикаторный прибор, 34 — частотная шкала, 35 — индикация поддиапазона, 36 — корректор частоты, 37 — шкала точной расстройки, 38 — регулятор расстройки, 39 — индикатор синхронизации, 40 — тормоз для инерционного провода, 41 — инерционный провод для настройки частоты, 42 — переключатель поддиапазонов

10. С использованием внешнего ГСС прибор может быть использован в качестве анализатора спектра; при подключении осциллографа прибор позволяет наблюдать принимаемые спектры частот.

11. 3-й гетеродин (в приборе используется тройное преобразование частоты) может быть синхронизирован по фазе с точностью кварца. Если к первому смесительному каскаду тракта вч подвести точную частоту от внешнего ГСС, то представляется возможность измерения напряженности поля дальней станции в течение длительного времени даже при сильных явлениях замирания.

12. Ослабление помех, проникающих из сети, — более 100 дБ.

13. Питание прибора: либо от сети переменного тока 220/110 В (18 А), 50 или 400 Гц, либо от внешней батареи 12 В, 0,3 А.

14. Габариты — 550×300×400 мм.

15. Вес — 36 кг.

16. Климатические условия — от -10 до $+45^{\circ}\text{C}$.

17. Механическая прочность: выдерживает 1000 ударов с ускорением $12g$.

Структурная схема измерительного приемника FSM 6.2 показана на рис. 88. Приемник собран по супергетеродинной схеме и имеет одинарное преобразование частоты (1-я пч — $66,66$ кГц) на 1 и 2-м поддиапазонах, двойное преобразование частоты (1-я пч — $366,66$ кГц, 2-я пч — $66,66$ кГц) на 3 и 4-м поддиапазонах и тройное преобразование частоты (1-я пч — $2,8$ МГц, 2-я пч — $366,66$, 3-я пч — $66,66$ кГц) на 5, 6, 7 и 8-м поддиапазонах. Измеряемый сигнал с коаксиального входа B_{10} поступает в узел входных сопротивлений, связанный с переключателем S_1 , который позволяет установить входное сопротивление прибора равным 50 , 60 и 75 Ом при начальном 10 -децибельном затухании (при этом малый фазовый угол) или 75 Ом без начального затухания. В случае работы от антенны FMA 6.1 или FMA 6.2 в разъем B_{10} поступает постоянный ток от выходного индикаторного прибора; благодаря этому по индикаторному прибору антенной приставки можно наблюдать за настройкой системы антенна—приемник. С узла входных сопротивлений сигнал поступает в узел S_2 , состоящий из двух аттенюаторов вч 1 и 2 и одного аттенюатора пч 3. Все три аттенюатора управляются специальным программным механизмом, но при всех программах сначала включается аттенюатор по пч (5 ступеней по 10 дБ), затем аттенюатор 1 (6 ступеней по 10 дБ) и аттенюатор 2 (5 ступеней по 10 дБ). Переключатель позволяет изменять ослабление по нескольким программам. При измерении синусоидальных сигналов всегда выгодней использовать аттенюатор пч так как при его включении уменьшается уровень собственных шумов приемника. Однако при измерении импульсных сигналов использовать только деление сигнала по пч невозможно, так как при этом наступает перегрузка смесителя. Поэтому в зависимости от амплитудной структуры измеряемой радиопомехи может быть подобрано оптимальное распределение деления между аттенюаторами пч и вч. На приборе SMV 6 имеются специальные указатели, показывающие установленное общее затухание в канале и отдельно затухание по пч. Для удобства измерения, а также для исследования всех возможных перегрузок в усилительных трактах, имеется еще один аттенюатор в тракте вч 4 на 10 ступеней по 1 дБ. При измерении малых сигналов через B_9 они могут непосредственно подводиться к аттенюатору 4.

В зависимости от положения переключателя S_4 (род работы) к УВЧ подводятся три сигнала: в положении 1 — измеряемый сигнал, в положении 3 — напряжение калибратора и в положении 2 — точные (кварцевые) метки с частотами, кратными 100 и 500 кГц. Высокочастотный блок Ab_2 состоит из двух частей: УВЧ и синусоидального калибратора Ge_3 . Настройка УВЧ и калибратора производится одной ручкой, связанной с частотной шкалой прибора.

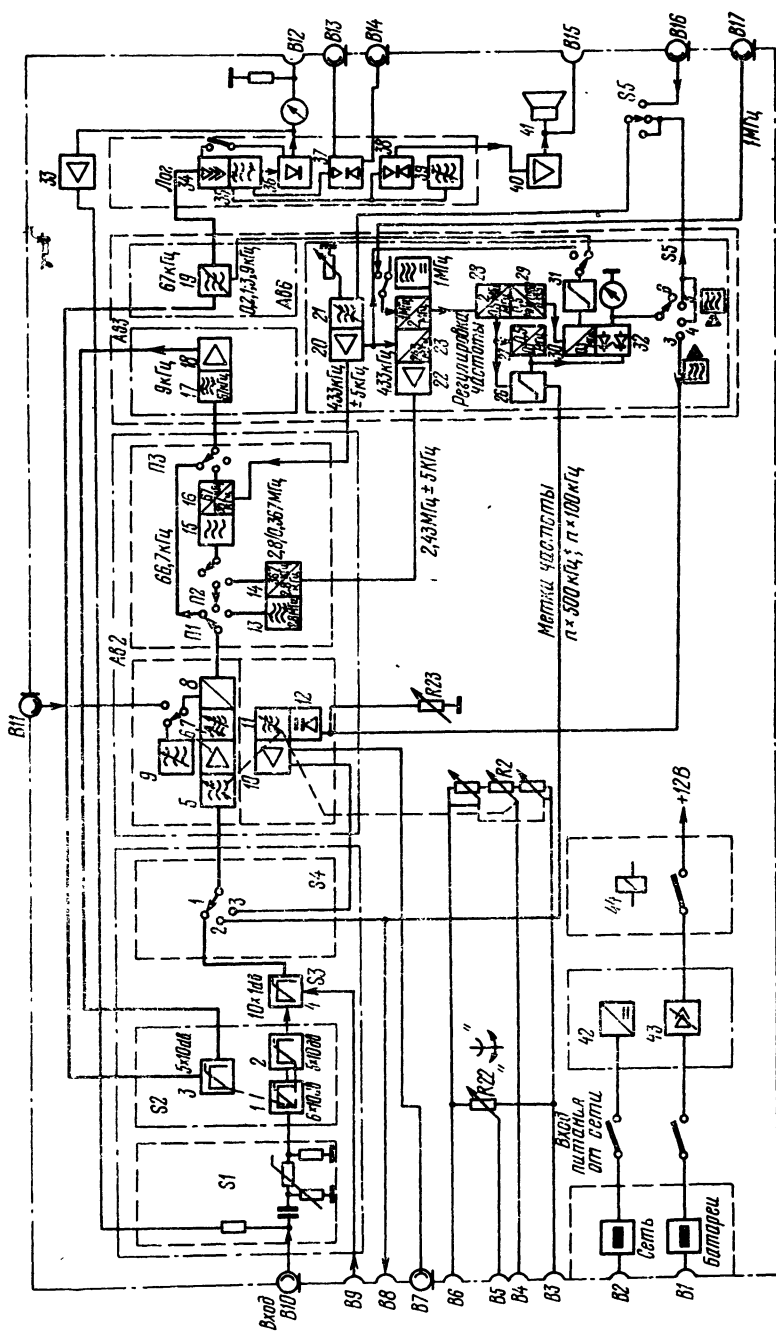


Рис. 88. Структурная схема селективного микровольтметра SMV 6.2:

B_1 — входные клеммы батареек, B_2 — входные клеммы напряжения сети, B_3 — B_6 — клеммы управляющего напряжения для антенны, B_7 — выход напряжения калибровочного генератора, B_8 — выход частотных меток, B_9 , B_{10} — вход вч сигналов, AB_1 — входной блок, S_1 — переключатель входных сопротивлений, S_2 — переключатель аттенуатора ступенями по 10 дБ, 1 — первый аттенуатор вч, 2 — второй аттенуатор вч, 3 — аттенуатор пч, 4 — аттенуатор вч со ступенями по 1 дБ, S_4 — переключатель рода работ, AB_2 — вч блок, Ge_1 — $УВЧ$, 5 — входной контур, 6 — усилитель, 7 — выходной контур, 8 — 3-й преобразователь, 9 — 3-й гетеродин, Ge_2 — калибратор, 10 — усилитель, 11 — возбудитель, 12 — схема электронного управления, Vr_1 — $ПУПЧ$, 13 — усилитель на 2,8 МГц, 14 — 2-й преобразователь, 15 — усилитель на 366,66 кГц, 16 — 1-й преобразователь, AB_3 — блок пч, 17 — фильтр на 66,66 кГц, 18 — усилитель, 19 — схема переключения ширины полосы, 20 — усилитель, 21 — 1-й гетеродин на 433 кГц, 22 — 2-й гетеродин, 23 — смеситель, 24 — удвоитель частоты, 25 — кварцевый генератор на 1 МГц, 26 — нелинейный преобразователь, 27 — 29 — делители частот, 30 — смеситель, 31 — функциональный усилитель, 32 — фазовый мост, J_2 — индикатор синхронизации, 33 — развязка, 34 — усилитель мощности, 35 — регулируемый каскад, 36 — детектор, I_1 — основной индикаторный прибор, 37 и 38 — усилители и детекторы, 39 — компенсационная регулировка, 40 — $УНЧ$, 41 — динамик, B_{11} — вход внешнего генератора, B_{12} — выход на самописец, B_{13} — выход на осциллограф, B_{14} — выход пч, B_{15} — клеммы для головных телефонов, B_{16} — вход для пилообразного напряжения (для свипирования), B_{17} — вход для напряжения эталонной частоты 1 МГц, 42 — выпрямитель, 43 — стабилизатор напряжения

Эта же ручка регулирует снимаемое с сопротивления R_2 напряжение, которое передается к антенне FMA 6.2 и служит для ее автоматической настройки на принимаемую приемником частоту. Нарушение синхронизма настройки антенны может быть скомпенсировано специальной подстройкой антенны, осуществляемой с помощью потенциометра R_{22} . В $УВЧ$ входят: входной контур 5, усилитель 6 с контуром 7, 1-й гетеродин 9 и 1-й преобразователь частоты 8, настроенный на 2,8 МГц в диапазоне 5—8, на 366,66 кГц в диапазонах 3 и 4 и на 66,66 кГц в диапазонах 1 и 2. Для некоторых точных измерений предусматривается подключение вместо напряжения 1-го гетеродина напряжения от внешнего генератора через разъем B_{11} .

Калибратор состоит из возбудителя 11, схемы электронной подстройки 12 и усилителя 10. Через схему 12 (на варисторах) осуществляется автоматическая подстройка частоты калибратора по разностному напряжению, вырабатываемому на фазовом мосте 32 (см. ниже). Предусмотрена и ручная подстройка частоты потенциометром R_{23} . Напряжение калибратора подается на вход контура 5 и на специальный выход B_7 для использования при измерениях затухания помехоподавляющих устройств.

Предварительный усилитель промежуточной частоты Ur_3 состоит из двух преобразователей US_1 и US_2 и переключателей $П_1$, $П_2$, $П_3$, связанных с механизмом переключения поддиапазонов. В указанных на схеме положениях переключателей $П_1$ и $П_3$ включен 1 или 2-й поддиапазон, а преобразователи US_1 и US_2 не работают. При 3 и 4-м поддиапазонах работает только преобразователь US_2 так, что после прохождения сигнала через усилитель 15 (366,66 кГц) и смеситель 16 на выходе образуется частота 66,66 кГц. В смеситель 16 поступает напряжение 3-го гетеродина с частотой 433,32 кГц. На 5—8-м поддиапазонах работает также преобразователь US_1 так, что после прохождения сигнала через усилитель 13 (2,8 МГц) и преобразователь 14 на выходе US_1

образуется частота 366,66 кГц. В этом каскаде используется напряжение частота гетеродина 2,433 МГц, снимаемое с усилителя 22.

Формирование заданной МСКР формы избирательности усилителя с полосой 9 кГц обеспечивается фильтром сосредоточенной селекции Fi_3 (17 и 18 — усилители на 66,66 кГц). Проходя через аттенюатор 3, сигнал поступает в схему переключаемых фильтров 19, с помощью которых можно установить ширину полосы пропускания 9, 3, 1 и 0,2 кГц. Оконечные каскады измерителя обычные: усилитель мощности 34, регулируемый каскад 35, детектор 36 и индикаторный прибор I_1 . При измерении квазипикового напряжения необходимо переключение сопротивлений и конденсаторов в нагрузку детектора 36. При измерении пикового напряжения компенсационным методом из схемы регулировки 39 подается напряжение задержки. При измерении с использованием растянутой логарифмической шкалы включается система АРУ (с 36 на 34). Подключение самописца производится через выходное гнездо B_{12} параллельно индикаторному прибору. Отдельный усилитель с видеодетектором 37 служит для подключения осциллографа (B_{13}) и использования напряжения пч (B_{14}). Напряжение звуковой частоты выделяется в детекторе 38 и усиливается в УНЧ 40. Для прослушивания звука имеются динамик 41 и гнезда для подключения головных телефонов B_{15} .

Отличительной особенностью прибора SMV 6.2 является использование фазовой синхронизации для измерения и калибровки. Частоты для 3 и 2-го гетеродинов получаются в магазине частот Ge_2 на базе единого кварцевого возбуждителя 25, работающего на частоте 1 МГц. В удвоителе частоты 24 образуется напряжение частоты 2 МГц, которое поступает в смеситель 23 и фазовый преобразователь Di_1 . Из схемы видно, что частоты 1 и 2-го гетеродинов будут всегда сдвинуты точно на 2 МГц. В фазовом преобразователе Di_1 путем деления образуется сетка частот: 0,5 и 0,1 МГц для использования в качестве частотных меток, 166,66 — путем кратного деления (полученная из 0,5 МГц) и ее вторая гармоника и 333,33 кГц — для использования в работе фазового моста. Из частот 0,5 и 0,1 МГц в каскаде умножения (нелинейном преобразователе) 26 образуется дискретный спектр кратных частотных меток.

Для синхронизации частот сигнал промежуточной частоты из фильтра 19 подается на функциональный усилитель 31, где он усиливается, ограничивается и преобразуется путем смещения с выработанной в 29 частотой 166,66 кГц в частоту 100 кГц, которая далее подается на фазовый мост 32. Если промежуточная частота отличается от номинального значения 66,66 кГц, то фазовый мост вырабатывает определенной полярности напряжение ошибки, которое, будучи поданным в 21, соответствующим образом изменяет частоты 3 и 2-го гетеродинов или, будучи поданным в 12, изменяет частоту калибратора. Точность фазовой синхронизации может быть повышена при помощи использования эталона частоты

1 МГц, подаваемого через гнездо B_{17} . Наличие синхронизации регистрируется прибором I_2 , отображающим напряжение на нагрузке фазового моста.

Прибор может работать со свипированием частоты, если к гнезду B_{16} подвести пилообразное напряжение.

Измеритель помех ULMZ-3 фирмы «Inko» (ПНР)

Измеритель помех ULMZ [41], общий вид которого показан на рис. 89, предназначен для работы в диапазоне укв. Кроме измерения напряжения и напряженности поля радиопомех, из-

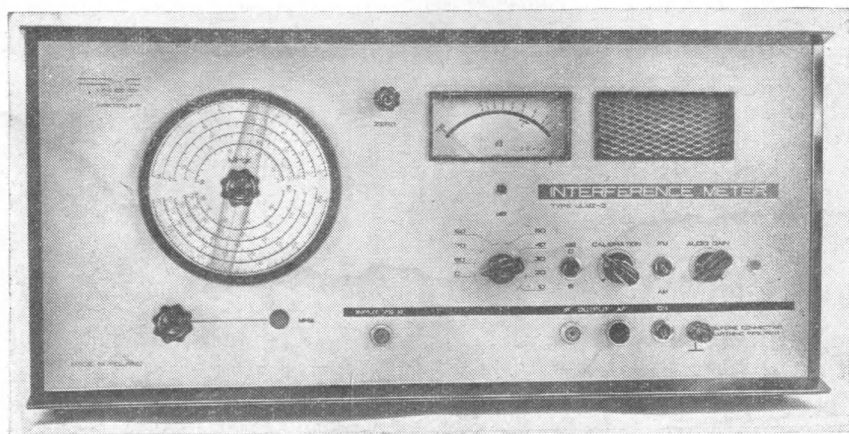


Рис. 89. Измеритель помех ULMZ-3

меритель может также быть использован для измерения затухания фильтров и эффективности экранирования (в обоих случаях с дополнительным ГСС), в качестве селективного вольтметра, измерительного приемника и пр.

Измеритель ULMZ-3 выполнен в полном соответствии с требованиями МСКР. Основные технические характеристики прибора (кроме характеристик по МСКР) следующие:

1. Рабочий диапазон частот — 30—300 МГц. Погрешность градуировки частоты — 1%.

2. Состав комплекта: измерительный приемник, дипольная антенна UAMZ-3, эквиваленты сети USMZ-4 (2 провода, 6 А) и USMZ-6 (3 провода, 25 А), соединительные кабели и пр.

3. Диапазон измеряемых напряжений — от 1 мкВ до 2 В. Прибор измеряет квазипиковые и пиковые значения.

4. Диапазон измеряемых напряженностей поля — от 10—50 мкВ/м (в зависимости от частоты) до 100 мВ/м.

5. Габариты — 540×260×230 мм, вес 25 кг.

6. Питание — от сети переменного тока 220/127 В. С приставкой ZMZ-1 может питаться от аккумуляторной батареи 24 В (мощность — 216 В·А, вес приставки — 20 кг).

Структурная схема измерителя ULMZ-3 показана на рис. 90. Сигнал с 75-омного вч входа 1 поступает на блок входных дели-

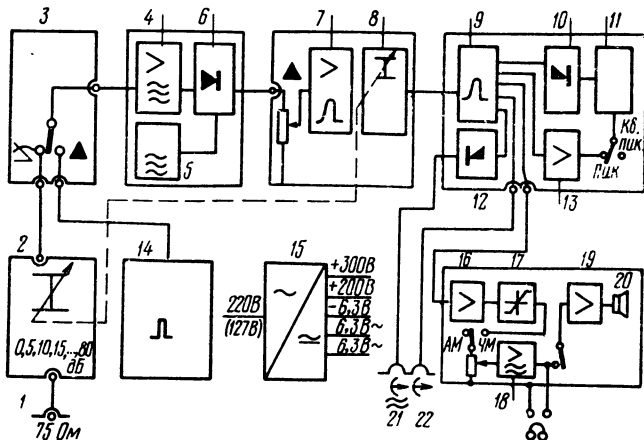


Рис. 90. Структурная схема измерителя помех ULMZ-3:

1 — вход, 2 — делитель вч, 3 — переключатель, 4 — УВЧ, 5 — гетеродин, 6 — смеситель, 7 — ПУПЧ, 8 — делитель пч, 9 — выходной УПЧ, 10 — детектор, 11 — ламповый вольтметр, 12 — детектор, 13 — усилитель, 14 — калибратор, 15 — выпрямитель, 16 — УПЧ, 17 — дискриминатор, 18 и 19 — УНЧ, 20 — динамик, 21 — выход «огнбающей» напряжения, 22 — выход пч

телей напряжения 2. Этот блок состоит из двух делителей: одного — переключаемого на ступени 0 и 5 дБ и другого — переключаемого ступенями по 10 дБ от 0 до 90 дБ. Первый делитель включается с помощью электромагнита. Имеется возможность устанавливать общее затухание от 0 до 90 дБ ступенями через 5 дБ. Делитель вч управляется совместно с делителем 8, включенным в тракт УПЧ, причем первые две ступени общего затухания 5 и 10 дБ сначала включаются по пч, а затем остальные ступени — по вч.

Переключатель рода работ 3 подключает к УВЧ либо измеряемый сигнал, либо напряжение от калибратора 8. В приборе используется импульсный калибратор плоского спектра, состоящий из задающего мультивибратора, усилительного каскада и формирователя на коаксиальной линии. Частота следования импульсов — 1250 Гц. Равномерность спектра характеризуется допустимым завалом в пределах 0,5 дБ на частоте 300 МГц. Калибратор работает на лампах.

Основная схема прибора собрана на лампах и транзисторах. УВЧ 5 является двухкаскадным резонансным усилителем, работающим на лампах по каскадной схеме. Настройка УВЧ и гетеродина 5 производится с помощью вариометров. Общее усиление

УВЧ — 30 дБ. На выходе смесителя образуется промежуточная частота 22 МГц.

Формирование заданной МСКР избирательности производится в тракте УПЧ, состоящего из предварительного транзисторного усилителя 7 и выходного лампового усилителя 9. Для обеспечения необходимого запаса по перегрузке в усилителе 9 используется регулируемая с помощью транзисторов оригинальная схема, которая при больших импульсах, снимаемых с анода лампового вольтметра 11, увеличивает напряжение в выходном каскаде пч.

Прибор имеет отдельный выход промежуточной частоты 22, а также выход видеонапряжения (после детектора 12) 21. Предусмотрено прослушивание сигналов с АМ и ЧМ, для чего служит усилитель 16, дискриминатор 17, УНЧ 18 и 19 и динамик 20.

5 ИЗМЕРИТЕЛИ (ИСКАТЕЛИ) ПОМЕХ II КЛАССА

26. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ II КЛАССА

Измерители помех, выполненные в полном соответствии с требованиями МСКР, являются сложными и дорогими. Из-за своей громоздкости и веса, измеряемого обычно десятками килограммов, они неудобны для переноски и, как правило, совсем не приспособлены для работы на ходу. На базе первоначальных требований ОСС в СССР и ГДР были разработаны так называемые приборы II класса, на опыте создания которых были окончательно уточнены требования к портативным приборам для измерения и поиска радиопомех [10]. В основу этих требований было положено два соображения. Первое можно сформулировать следующим образом: приборы обоих классов в среднем должны давать одинаковые показания при измерении помех от одних и тех же источников. Это соображение приводит к тому, что все характеристики, определяющие измеряемую величину, должны быть сохранены; может быть изменен лишь допуск на них. К таким характеристикам относятся кривая избирательности, импульсная характеристика и ограничение влияния паразитных каналов.

Второе соображение состоит в том, что увеличение допуска на характеристики, определяющие измеряемую величину и ослабление требований к остальным параметрам должны быть достаточными, чтобы габариты, вес и стоимость приборов класса II могли быть существенно меньшими, чем у приборов класса I. Так, например, импульсная характеристика была ограничена частотой следования 10 Гц (а не одиночным импульсом) на том основании, что необходимая мощность окончного каскада может быть обеспечена.

печена маломощным транзистором; ослабление по побочным каналам было выбрано таким, чтобы можно было обойтись одноконтурным преселектором и т. д.

27. ИЗМЕРИТЕЛЬ П4-12А НА ДИАПАЗОН 0,15—30 МГц

Прибор П4-12А, общий вид которого показан на рис. 91, является измерителем (искателем) помех II класса, имеет следующие характеристики:

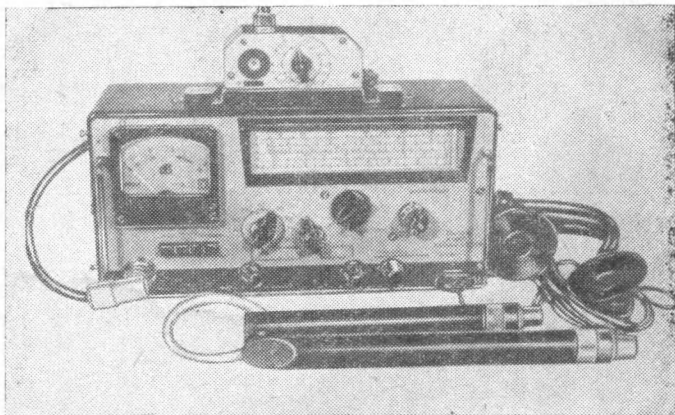


Рис. 91. Измеритель ПЧ-12А

1. Диапазон измерения синусоидального напряжения в диапазоне частот от 0,15 до 12,5 МГц — 10—30 000 мкВ, в диапазоне частот от 12,5 до 30 МГц — 30—30 000 мкВ.

2. Диапазон измерения напряженности синусоидального однородного поля — 100—100 000 мкВ/м.

3. Чувствительность прибора в режиме поиска при приеме на внутреннюю ферритовую антенну при отношении сигнал/шум 1 : 1 — не хуже 250 мкВ/м.

4. Основная погрешность измерений (в рабочих условиях) синусоидального напряжения — не более ± 6 дБ, напряженности синусоидального однородного поля — не более ± 8 дБ, напряжения импульсных радиопомех — не более ± 8 дБ, напряженности поля импульсных радиопомех — не более ± 10 дБ.

5. Ширина полосы пропускания на уровне минус 6 дБ — 9 ± 1 кГц.

6. Кривая общей избирательности находится в пределах, указанных на рис. 92.

7. Импульсная характеристика измерителя, т. е. отклик измерителя на входное импульсное напряжение с различной частотой импульсов, лежит в пределах, указанных на рис. 93.

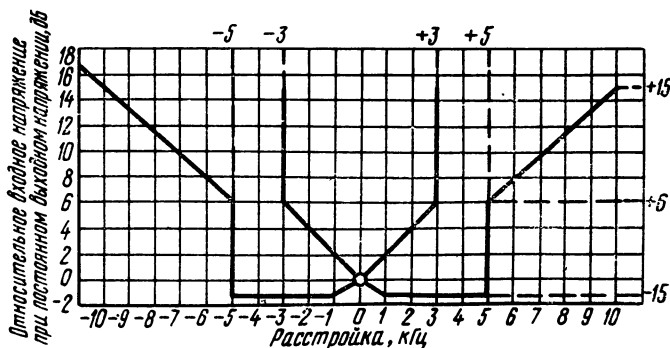


Рис. 92. Кривая избирательности измерителя ПЧ-12А

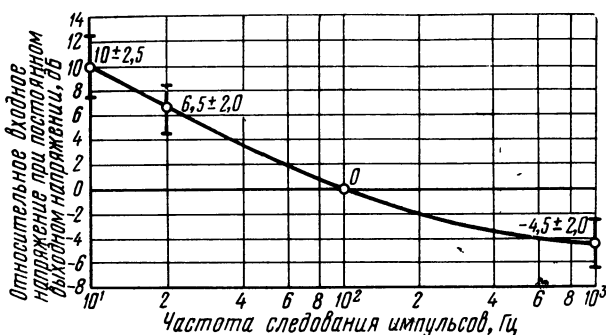


Рис. 93. Импульсная характеристика измерителя ПЧ-12А

8. Спектральная плотность напряжения (амплитудное значение) импульсов с частотой следования 100 Гц, эквивалентная по показаниям измерителя помех синусоидальному напряжению с эффективным значением 1 мВ, — $0,316 \pm 0,119$ мкВ·с.

9. Дополнительная погрешность, вносимая собственными шумами, — не более 1,5 дБ.

10. Ослабление сигналов частот, равных промежуточным, — не менее 30 дБ.

11. Ослабление по зеркальному каналу — не менее 20 дБ.

12. Экранирование — не менее 20 дБ.

13. Погрешность установки частоты — не более 3%.

14. Погрешность пеленгации — не более 30°.

15. Активная составляющая входного сопротивления 75 ± 15 Ом при фазовом угле — не более 30°.

16. В приборе применяется однометровая штыревая антенна для измерения напряженности поля и встроенная ферритовая — для поиска.

17. Прибор сохраняет свои основные параметры в интервале температур от -30 до $+50^{\circ}\text{C}$ и относительной влажности до 95% при температуре $+25^{\circ}\text{C}$.

18. Питание прибора осуществляется от внутреннего источника постоянного тока, в качестве которого используется батарея из 10 аккумуляторов ЦНК-0,45 или 3 сухих батарей КБС-Л-0,5 (КБС-Х-0,7). Продолжительность непрерывной работы измерителя между двумя подзарядками аккумуляторов или сменой комплекта батарей — не менее 8 ч (практически — не менее 20 ч).

19. Габариты прибора — $334 \times 154 \times 172$ мм.

20. Вес измерителя помех с аккумуляторами — 6,7 кг. Вес прибора в походном снаряжении (в чехле и со всеми вспомогательными устройствами) — 12 кг.

Измеритель радиопомех ПЧ-12А — супергетеродинный измерительный приемник.

Структурная схема измерителя радиопомех приведена на рис. 94.

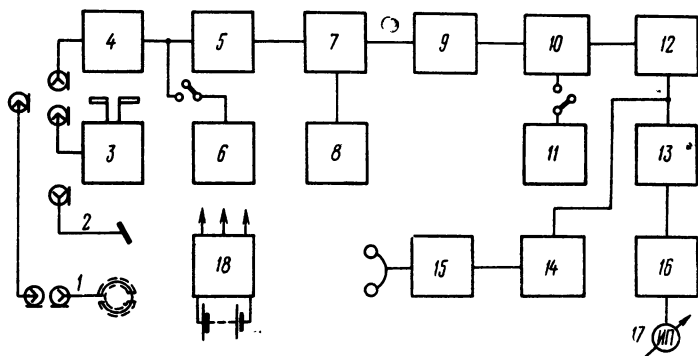


Рис. 94. Структурная схема измерителей помех ПЧ-12А и ПЧ-13А:

1 — магнитный шуп, 2 — электрический шуп, 3 — антенна, 4 — аттенюатор вч, 5 — входные контуры, 6 — калибратор, 7 — 1-й смеситель, 8 — 1-й гетеродин, 9 — аттенюатор пч, 10 — 2-й смеситель, 11 — 2-й гетеродин, 12 — УПЧ, 13 — детектор, 14 — детектор звука, 15 — УНЧ, 16 — УПТ, 17 — индикаторный прибор, 18 — стабилизатор

Измеряемое напряжение сигнала радиопомех через входной аттенюатор поступает на вход блока вч, где входной сигнал преобразуется в зависимости от включенного поддиапазона в промежуточную частоту 465 кГц или 4,7 МГц. Далее через аттенюатор сигнал поступает на блок пч, где он усиливается и детектируется. При работе в поддиапазонах с двойным преобразованием в блоке пч включается второй гетеродин и частота 4,7 МГц преобразуется в 465 кГц. Продетектированный сигнал поступает через усилитель постоянного тока на индикаторный прибор и через УНЧ — на головные телефоны. Прибор в процессе эксплуатации калибруется при помощи калибратора с широким и достаточно равномерным спектром частот. Для измерения напряженности

поля и пеленгации источников радиопомех используется метровый штырь, подключаемый через согласующую антенную приставку, и встроенные в прибор ферритовые антенны.

В комплект прибора входят магнитный и электрический (емкостный) щупы и разделительная головка, используемые при поиске источников радиопомех и измерении высокочастотных напряжений. В целях устранения изменения показаний прибора при разрядке аккумуляторов (батарей) в приборе применяется электронная стабилизация напряжения. Стабилизированным напряжением питаются основные каскады усиления тракта вч, пч и вольтметра.

Электрическая схема измерителя радиопомех представлена на рис. 95 (см. вклейку).

В измерителе радиопомех применяются два аттенюатора, спаренные на одной оси. Один из них ослабляет сигнал по высокой, второй — по промежуточной частотам. Все ступени аттенюатора (кроме первых) обеспечивают ослабление на 10 дБ. Первая ступень каждого аттенюатора согласующая. В аттенюаторе высокой частоты согласующая ячейка (6 дБ) предназначена для стабилизации входного сопротивления прибора в диапазоне частот и может отключаться с помощью встроенного в аттенюатор микропереключателя B_1 . В аттенюаторе промежуточной частоты постоянно включенная согласующая ячейка вносит ослабление 3 дБ и предназначена для уменьшения влияния положения аттенюатора на блок пч.

Очередность введения ослабления сигнала по вч и пч трактам выбрана такой, чтобы улучшить отношение сигнала к шуму на детекторе измерителя и одновременно повысить верхний предел измерения импульсных радиопомех. При выбранной программе работы аттенюатора измерение импульсных радиопомех практически возможно до положения «50 дБ», что соответствует ослаблению по вч, равному 30 дБ, и по пч — 20 дБ (исключая согласующие звенья).

В положении «Калибровка» вход аттенюатора вч закорачивается с помощью встроенного в аттенюатор микропереключателя B_2 и подается питание на калибратор.

Блок высокой частоты состоит из входных контуров, смесителя на транзисторе T_1 (П417), гетеродина на транзисторе T_2 (П417), фильтров промежуточной частоты, ферритовых антенн и эквивалентов антенн. Четыре ферритовые антенны L_{40} — L_{43} расположены снаружи кожуха блока вч. На первом поддиапазоне используются последовательно включенные ферритовые антенны L_{42} и L_{43} , на втором — L_{43} , на третьем и четвертом — L_{41} , на пятом и шестом — L_{40} . Переключатель «Поиск—измерение» B_1 в положении «Измерение» включает вместо ферритовых антенн их эквиваленты (L_{36} — L_{39}). Переключение входных контуров и контуров гетеродина при смене поддиапазонов осуществляется барабанным переключателем. На I, III и V поддиапазонах для ослабления сигналов частот, равных промежуточным, используются режекторные

фильтры $L_{32}C_{37}$, $L_{21}C_{23}$ и L_8C_{10} соответственно. С барабаном спарен строенный пакет микропереключателей B_2 , который переключает нагрузку смесителя и включает питание второго гетеродина на II, V и VI поддиапазонах. Для I, III и IV поддиапазонов нагрузкой смесителя служит одиночный контур, настроенный на 465 кГц ($L_{45}C_{50}$), а для остальных поддиапазонов — фильтр сосредоточенной селекции, настроенный на 4,7 МГц.

Основной тракт усилителя промежуточной частоты состоит из смесителя, трех усилительных каскадов и второго гетеродина, собранных на транзисторах П416Б. Смесительный каскад (T_2) при выключении гетеродина (T_1) работает в усилительном режиме. Его нагрузкой служит трехконтурный фильтр сосредоточенной селекции, настроенный на частоту 465 кГц. Два каскада усиления (T_3 и T_4) построены по автотрансформаторной схеме. Четвертый каскад (T_6) является оконечным. Он нагружен на измерительный детектор и построен по схеме резонансного усилителя. К оконечному каскаду УПЧ предъявляются повышенные требования, так как для получения требуемого коэффициента перегрузки каскад должен обладать относительно большой мощностью. Для облегчения режима каскада коэффициент перегрузки реализуется только для импульсных сигналов [38]. С этой целью в цепи базы транзистора имеется низкоомный делитель, а сопротивление в эмиттере R_{31} шунтируется электролитическим конденсатором C_{31} . Кроме того, на коллектор транзистора подается полное напряжение аккумуляторной батареи. Усиление первых двух каскадов регулируется изменением напряжения питания с помощью потенциометра «Калибровка» R_2 . На транзисторе T_5 построен вспомогательный усилительный каскад, нагруженный на детектор звукового контроля.

В приборе используется комбинированный детектор, работающий в режиме либо квазиимпульсового детектора с регламентированными постоянными времени заряда и разряда, либо среднего детектора, позволяющего измерять уровень несущей частоты модулированного сигнала.

В качестве вентиля детектора используются два последовательно включенных диода. Один из них, быстродействующий, типа D_2 (Д311) обеспечивает собственно детектирование. Второй — типа D_3 (Д223) имеет большое обратное сопротивление и относительно большое время восстановления обратного сопротивления. Во время действия радиоимпульса он не успевает восстанавливать обратное сопротивление при запирающем напряжении на нем и работает как сравнительно небольшое сопротивление. Через некоторое время после окончания действия радиоимпульса сопротивление диода становится большим и он как бы отключает нагрузку от небольшого обратного сопротивления первого диода. При таком решении удалось получить требуемое отношение постоянных времени разряда и заряда детектора достаточно дешевым путем и, что имеет существенное значение, для уменьшения мощ-

ности окончного каскада УПЧ, довести сопротивление нагрузки детектора до 5 МОм. Для перевода детектора в режим среднего детектирования сопротивление его нагрузки доводится до 0,8 МОм и резко уменьшается емкость. Детектор при этом следит за огибающей сигнала, а усреднение осуществляется индикаторным прибором. Детектор на диоде D_1 (Д9Б) служит для детектирования сигнала в канале звукового контроля.

В состав вольтметра входят усилитель постоянного тока и индикаторный прибор. Вход усилителя включен последовательно с сопротивлением нагрузки детектора и построен по схеме: преобразование постоянного тока в переменный, усиление, детектирование. Для преобразования постоянного тока в переменный служит ключ на кремниевом транзисторе T_3 (МП 106). Преобразованный сигнал усиливается двумя усилителями переменного тока, собранными на транзисторах T_4 (П416Б) и T_5 (МП15), и детектируется с помощью синхронного детектора, собранного на транзисторе T_2 (МП11), управляемого тем же генератором. Выпрямленное напряжение подается на микроамперметр ИП. Коммутирующее напряжение на синхронный детектор поступает от LC-генератора, собранного на транзисторе T_1 (МП15). Коэффициент усиления усилителя регулируется подбором сопротивления R_{10} в цепи обратной связи первого каскада до получения полного отклонения стрелки индикаторного прибора при напряжении на детекторе, равном 5 В. Усилитель низкой частоты для усиления сигналов звукового контроля собран на транзисторе T_6 по схеме с общим эмиттером.

Для вторичной калибровки измерителя радиопомех служит внутренний импульсный калибратор, собранный на механическом вибропреобразователе ВПГ-62. При работе калибратора собственная емкость контактов (примерно 1—2 пФ), заряженная до напряжения 130—150 В, разряжается через небольшое сопротивление $R_5 = 27$ Ом. Полученные при этом короткие импульсы имеют широкий и сравнительно равномерный спектр. Колебания вибратора поддерживаются периодическим пропусканием через его обмотку импульсов тока от двухкаскадного усилителя, собранного на транзисторах T_1 (ИП14) и T_2 (МП-106). На вход усилителя подается напряжение от контактов вибратора, поэтому частота колебаний определяется его собственной частотой, примерно равной 400 Гц. При прерывании тока, проходящего через обмотку вибратора, на его обмотке образуются импульсы напряжения, амплитуда которых стабилизируется стабилизаторами D_1 , D_2 (типа Д814Д). Эти импульсы повышаются импульсным трансформатором и выпрямляются двумя диодами D_1 , D_2 (типа Д104А). Полученное таким образом напряжение порядка 150 В используется для зарядки емкости контактов вибропреобразователя.

Питание всех цепей прибора, за исключением окончного каскада тракта пч, УНЧ и калибратора, осуществляется стабилизированным напряжением $6,3 \pm 0,1$ В. Стабилизация питающего напря-

жения осуществляется электронным стабилизатором. Опорное напряжение стабилизатора обеспечивается кремниевым стабилитроном Д814А (D_1). С целью уменьшения изменения тока через стабилитрон при изменении напряжения батарей режим стабилитрона обеспечивается транзистором T_4 (МП11). Опорное и выходное напряжения стабилизатора сравниваются транзистором T_1 (МП106), который управляет двумя включенными параллельно транзисторами T_2, T_3 (МП11). Заданное стабилизированное напряжение устанавливается потенциометром R_5 .

Для зарядки аккумуляторов служит зарядное устройство, выполненное в виде отдельного блока.

Антенное устройство состоит из штыревой антенны и антенной приставки, которая служит для согласования низкоомного входа измерителя с антенной. Она представляет собой набор высокочастотных трансформаторов, коммутирующихся с помощью галетного переключателя типа П2Г.

28. ИЗМЕРИТЕЛЬ П4-13А НА ДИАПАЗОН 30—300 МГц

Прибор П4-13А (рис. 96) — измеритель (искатель) помех II класса. Он является унифицированным аналогом измерителя П4-12А, рассчитанным для работы в другом диапазоне. Ниже

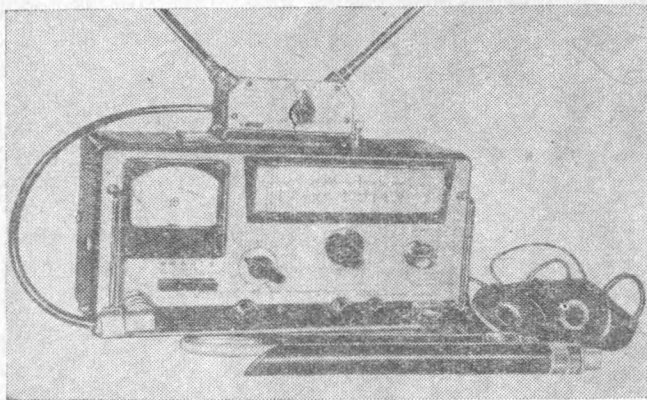


Рис. 96 Измеритель ПЧ-13А

приводятся только те характеристики измерителя П4-13А, которые отличаются от соответствующих характеристик П4-12А (опущенные характеристики у обоих приборов полностью совпадают).

1. Диапазон измерения синусоидального напряжения — 30—100 000 мкВ.

2. Диапазон измерения напряженности синусоидального однородного поля в диапазоне частот 30—100 МГц — 50—50 000 мкВ/м.

3. Ширина полосы пропускания на уровне 6 дБ — 120 ± 30 кГц.
4. Кривая общей избирательности находится в пределах, указанных на рис. 97.

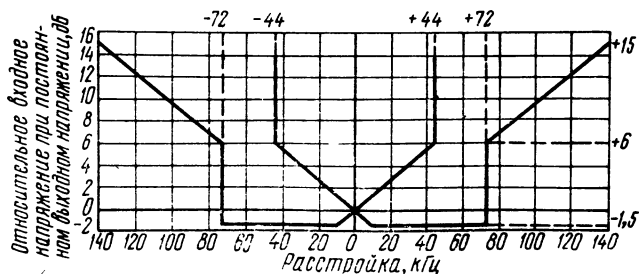


Рис. 97. Кривая избирательности измерителя ПЧ-13А

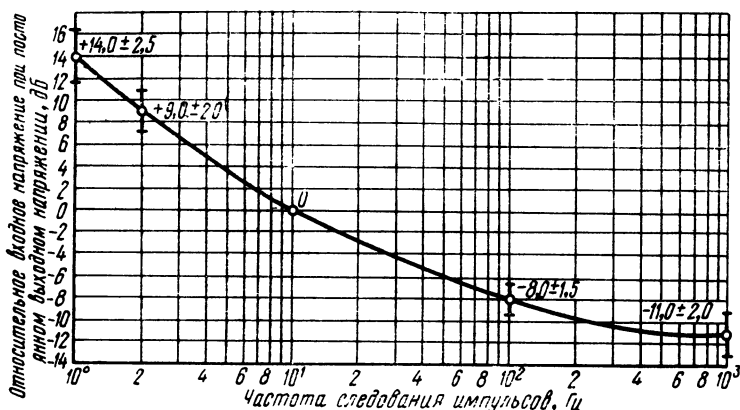


Рис. 98. Импульсная характеристика измерителя ПЧ-13А

5. Импульсная характеристика измерителя находится в пределах, указанных на рис. 98.
6. Спектральная плотность напряжения (амплитудное значение) импульсов с частотой следования 100 Гц, эквивалентная по показаниям измерителя помех синусоидальному напряжению с эффективным значением в 1 мВ, — $0,044 \pm 0,013$ мкВ·с.
7. Экранирование — не менее 30 дБ.
8. Номинальное входное сопротивление 75 Ом при КСВ — не хуже 3.
9. Для измерения напряженности поля и для поиска в приборе применяется V-образная дипольная антенна. В диапазоне частот от 30 до 80 МГц диполь имеет фиксированную длину и настраивается в резонанс с помощью элементов настройки, расположенных в антенной приставке. Выше 80 МГц диполь является полу-

волновым. Отношение максимальных показаний прибора к минимальным при измерении ориентации прибора — не менее 20 дБ.

Измеритель радиопомех П4-13А представляет собой супергетеродинный измерительный приемник с двойным преобразованием частоты. Структурная схема измерителя приведена на рис. 80. Измеряемое напряжение через входной аттенуатор поступает на вход блока вч, где его частота преобразуется в первую промежуточную. В зависимости от работающего поддиапазона на выходе блока вч образуется промежуточная частота 21,4 МГц (I поддиапазон) либо 60 МГц (II поддиапазон). Через аттенуатор пч сигнал поступает на блок пч. Здесь первая промежуточная частота преобразуется во вторую промежуточную (6,5 МГц), усиливается и детектируется. В зависимости от включенного поддиапазона в блоке пч включается один из двух гетеродинов. Продетектированный сигнал через усилитель постоянного тока поступает на индикаторный прибор. Одновременно сигнал с тракта пч поступает на детектор звукового контроля и УНЧ, нагруженный на телефоны. Калибровка измерителя в процессе эксплуатации осуществляется с помощью внутреннего калибратора.

Для поиска источников помех и при измерении напряженности вч полей используется дипольная антенна, подключаемая к прибору через симметрирующую и согласующую приставку. В комплект прибора входят щупы и головки такие же, как в П4-12А.

Электрическая схема измерителя радиопомех представлена на рис. 99 (см. вклейку).

Блок высокой частоты состоит из входных контуров, смесителя (T_1), гетеродина (T_2) и фильтров сосредоточенной селекции, настроенных на промежуточные частоты. Весь диапазон частот разбит на два поддиапазона, которые коммутируются с помощью микропереключателей типа МП-12. Входные контуры и контуры гетеродина переключаются при помощи шести микропереключателей: $B_{1б}$, $B_{1в}$, $B_{1г}$, $B_{1д}$, $B_{1з}$, $B_{1е}$. Микропереключатели $B_{1ц}$ и $B_{1к}$ коммутируют фильтры сосредоточенной селекции промежуточной частоты, один из которых настроен на частоту 21,4 МГц, второй — на 60 МГц. Одновременно с коммутацией фильтров пч микропереключатель $B_{1а}$ коммутирует напряжение питания вторых гетеродинов блока пч. Напряжение гетеродина подается в эмиттер смесителя (T_1) через цепочку $C_{21}R_4$. Контуры L_1C_2 и L_5C_5 , включенные на входе вч блока, выполняют функции фильтров-пробок на промежуточные частоты 21,4 и 60 МГц соответственно. При работе поддиапазона I фильтр-пробка на 60 МГц закорачивается микропереключателем $B_{1б}$.

Измеритель перестраивается по частоте при помощи сдвоенного блока переменных индуктивностей L_{13} (БПИ), конструктивно выполненных в виде плоской проволочной спирали, по виткам которой скользит ползунок. При вращении оси настройки, связанной с ползунком, последний перемещается по виткам индуктив-

ности, закорачивая при этом большее или меньшее количество витков и соответственно изменяя величину индуктивности.

Основной тракт усилителя промежуточной частоты содержит смеситель, пять усилительных каскадов, два гетеродина. В базу первого каскада (T_3), работающего в режиме смесителя, подается, в зависимости от поддиапазона, напряжение гетеродина (T_2) с частотой 14,9 МГц либо гетеродина (T_1) — 53,5 МГц. Нагрузкой смесителя и всех последующих каскадов служат одиночные контуры, настроенные на частоту 6,5 МГц. Предоконечный каскад (T_7) и оконечный (T_9) должны обеспечить значительную перегрузку по току и напряжению при измерении импульсных радиопомех, и поэтому оба каскада питаются полным напряжением аккумуляторных батарей $12 \pm 1,5$ В и работают в режиме, близком к классу В. Так же, как и в приборе П4-12А, коэффициент перегрузки обеспечивается только для импульсных сигналов. Усиление первых двух каскадов и смесителя регулируется изменением коллекторного напряжения с помощью потенциометра R_1 — «Калибровка». На транзисторе T_8 построен вспомогательный каскад, нагруженный на детектор звукового контроля (диод ДОБ). Смеситель и гетеродин на частоту 53,5 МГц собраны на транзисторах П417, остальные усилительные каскады — на транзисторах П416Б.

Антенное устройство состоит из двух антенных приставок, соответственно на диапазоны 30—70 МГц и 70—300 МГц, и V-образной антенны. Антенные приставки предназначены для согласования 75-омного несимметричного входа прибора с антенной. В диапазоне частот 80—300 МГц антенна настроена в резонанс. На частоте ниже 80 МГц длина антенны постоянна. На частотах 70—80 МГц антенна расстроена незначительно, поэтому приставка на диапазон частот 70—300 МГц содержит лишь симметрирующий трансформатор. Низкочастотная приставка, кроме трансформатора, содержит переключаемые удлинительные катушки. Каждая катушка настраивает антенну в резонанс в середине своего диапазона частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. CISPR (Central office) 344. Draft CISPR Publication 3 — Specification for CISPR Radio Interference Measuring Apparatus for the frequency range 10 khz to 150 khz. December 1970.
2. CISPR. Publication 4. Specification for CISPR radio interference measuring apparatus for the frequency range 0,15 Mc/s to 30 Mc/s. Geneve, 1961.
3. CISPR. Amendment № 1 to CISPR Publication 1 (First edition — 1961). Geneve, November 1967.
4. CISPR. Amendment № 2 to CISPR Publications 1 and 1A (First edition — 1961—1966). Geneve, October 1969.
5. CISPR. Publication 2. Specification for CISPR radio interference measuring apparatus for the frequency range 25 Mc/s to 300 Mc/s. Geneve, 1961.
6. CISPR. Publication 2A. First Supplement to CISPR Publication 2 (1961). Geneve, 1966.
7. CISPR. Publication 4. CISPR measuring set specification for the frequency range 300 MHz to 1000 MHz. Geneve, 1967.
8. CISPR. Publication 7. Recommendations to the CISPR. Geneve, 1969.
9. Общесоюзные нормы допускаемых промышленных радиопомех. М., Связьиздат, 1963.
10. ГОСТ 11 001—69. Радиопомехи промышленные. Измерители радиопомех. Технические требования.
11. ГОСТ 16 842—71. Радиопомехи промышленные. Общие методы испытаний источников радиопомех.
12. ГОСТ 14 762—69. Радиопомехи промышленные. Эквиваленты сети.
13. C63.2—1963. American Standard Specification for Radio-Noise and Field-Strength Meters 0,015 to 30 Megacycles/Second.
14. C63.3—1964. American Standard Specification for Radio-Noise and Field-Strength Meters 20 to 1000 Megacycles/Second.
15. C63.4—1963. American Standard Methods of Measurement of Radio-Noise Voltage and Radio-Noise Field Strength 0,015 to 25 Megacycles/Second Low-Voltage Electric Equipment and Nonelectric Equipment.
16. Харкевич А. А. Спектры и анализ. М., Гос. изд. техн.-теор. литературы, 1957.
17. Евтянов С. И. Переходные процессы в приемно-усилительных схемах. М., Связьиздат, 1948.
18. Peless Y. Design of quasi-peak detectors with Specified time constants. IRE Transactions on Radio Frequency Interference. Vol. RFI-1, May 1959, № 1.
19. Investigations of the Measurement of Noise. Moore School of Elec. Engag. Univ. of Pennsylvania, Philadelphia, Progr. Rept. November 1946, № 5.
20. Фастовский И. А. Работа магнитоэлектрического прибора под воздействием экспоненциальных импульсов. — «Измерительная техника», 1962, № 4.
21. Маркер Т. С., Фастовский И. А. Авторское свидетельство № 241540. — «Бюллетень изобретений», № 14, 18/IV 1969 г.
22. Фастовский И. А. Измерение баллистических параметров магнитоэлектрических инерционных приборов. Государственный научно-исследовательский институт радио. Сборник трудов, вып. 3(48), 1967.

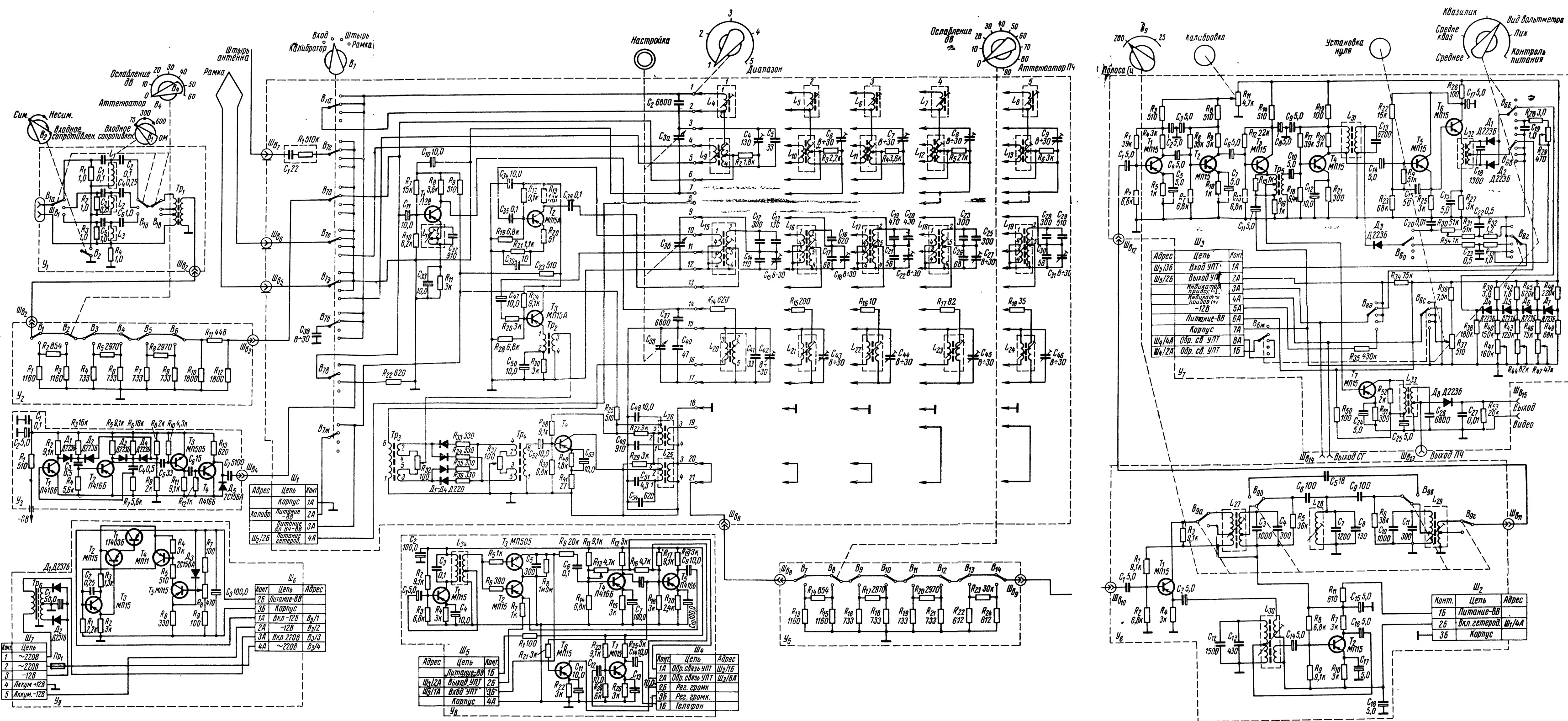
23. CISPR. Publication 5. Radio interference measuring apparatus having detectors other than quasi-peak. Geneve, 1967.
24. Международная электротехническая комиссия. Публикация 106. Издание 1-е. 1959. Рекомендуемые методы измерения излучения радиовещательных приемников для приема сигналов с амплитудной или частотной модуляцией и телевизионных приемников. Комитет по участию СССР в Международных энергетических объединениях. 1965.
25. Крымский В. В. Об импедансах электрических сетей в сверхдлинноволновом диапазоне. — «Труды НИИР», 1969, № 3.
26. CISPR. WG1 (UK/Jackson). 12, march 1967. The impedance of the supply mains.
27. Совет Экономической Взаимопомощи. Рекомендации по стандартизации РС 534—66. Приборы для измерения радиопомех.
28. VDE 0877 Leitsätze für das Messen von Funkstörungen. Teil 2/12 1959. Das Messen von Störfeldstärken.
29. Черномордик Д. А. Метод проверки площадок для измерения радиопомех. Гос. НИИР. Сборник трудов, вып. 3(48), 1967.
30. CISPR. WG1 (de Jond-Neth) 2. January 1967. Terminal voltage measurement of radio frequency interference in the VHF range by means of slotted coaxial filters.
31. CISPR/WG1 (Sweden) 4. April 1963. New tunable stop filter for the frequency range 50—300 MHz. Description of its construction and the testing of it.
32. E. Fromy, La mesure en laboratoire des rayonnements radioélectriques des appareils électriques perturbateurs par la méthode du courant de masse. «Rev. Gen. Electricité». Vol. 75, 1966, N. 5.
33. J. Meyer de Stadelhofen et R. Bersier, Berne. La pince absorbante -- une nouvelle méthode de mesure pour l'antiparasitage en ondes métriques. Bulletin Technique PTT. 1969, № 3.
34. CISPR. GT1 (Fromy/France) 6, Décembre 1966. Etude théorique du rayonnement par un cordon dans le cas d'un appareil en boîtier blindé dans la gamme de 30 à 1000 MHz.
35. Пистолькорс А. А. Антенны. М., Связьиздат, 1947.
36. CISPR/GT.1 (Fromy/France) 10, février 1969. Mesures des perturbations radioélectriques injectées dans le réseau d'alimentation par les appareils nécessitant un courant supérieur à 25A de 150 kHz à 30 MHz.
37. Корякин В. С., Фастовский И. А. Генератор шумового спектра. Авторское свидетельство № 238627. — «Бюллетень изобретений», № 10, 10/III 1969 г.
38. Тихонов О. С. Пиковый детектор. Авторское свидетельство № 240766. — «Бюллетень изобретений», № 13, 1/IV 1969 г.
39. Siemens. Störmeßgerät B 83600 — B 80 mit Zusatzgeräten und Zubehör zum Messen von Störspannungen und Störfeldstärken im Bereich von 0,135 bis 30 MHz. Technische Beschreibung.
40. Микровольтметр селективный и измеритель радиопомех 0,1—30 МГц типов SMV 6.1 и SMV 6.2. Описание. VEB Messelektronik. Berlin.
41. Вч лабораторный измеритель помех типа ULMZ-3, Z.Z.G. «Inco», Wraclaw (Реклама фирмы «Metronex»).

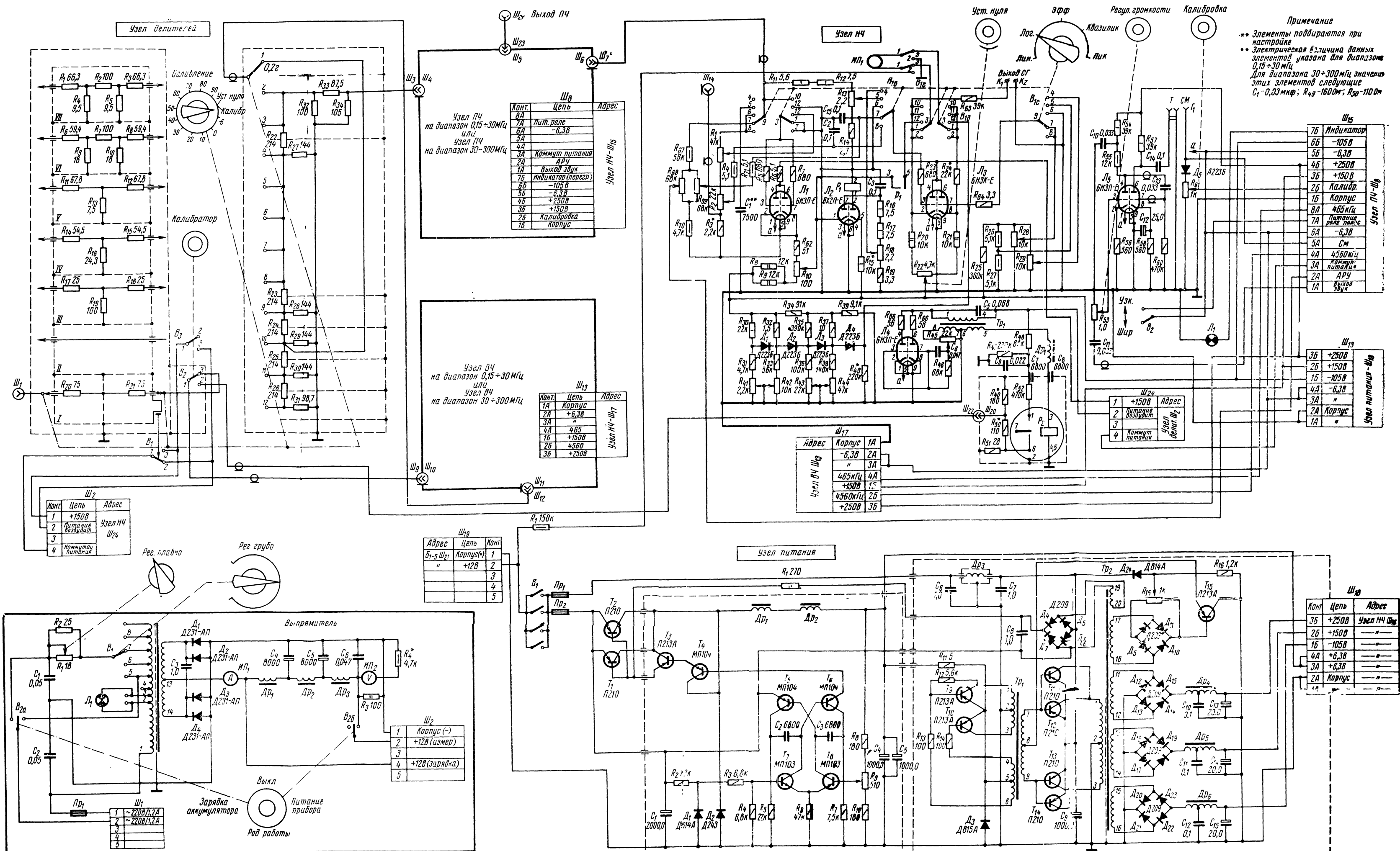
ИЗМЕРИТЕЛИ РАДИОПОМЕХ

Редактор *Л. И. Венгренюк*
Художник *К. А. Павлинов*
Техн. редактор *Е. Р. Ротермель*
Корректор *В. В. Суркова*

Сдано в набор 23/XI 1972 г.
Подписано в печ. 21/II 1973 г.
Форм. бум. 60×90/16 9,5 п. л. + 3,0 п. л. вклейка
12,5 усл.-п. л. 12,84 уч.-изд. л. Т-00467
Тираж 7000 экз. Бумага тип. № 2.
Зак. изд. 15499. Цена 64 коп.
Издательство «Связь», Москва-центр,
Чистопрудный бульвар, 2

Типография издательства «Связь» Государст-
венного комитета Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной
торговли.
Москва-центр, ул. Кирова, 40. Зак. тип. 424





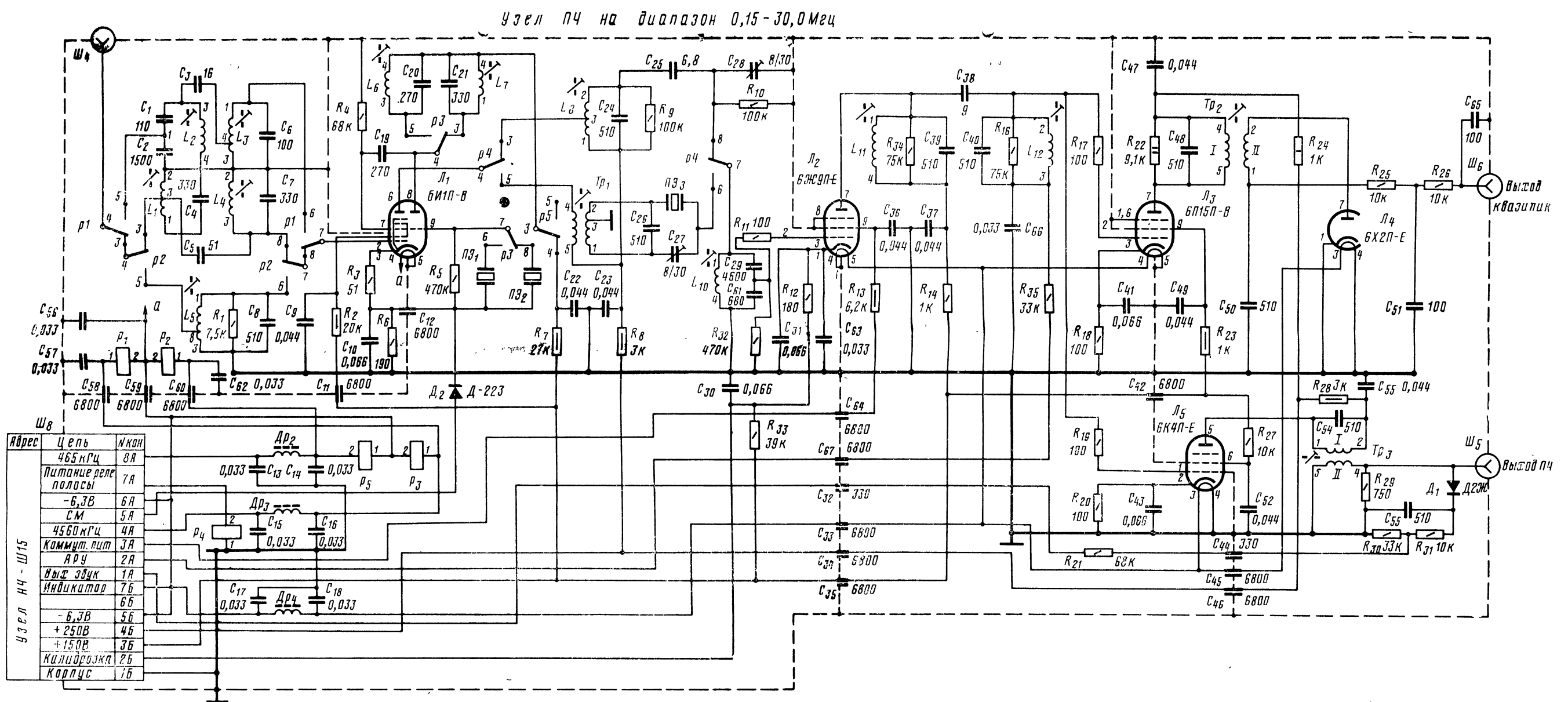
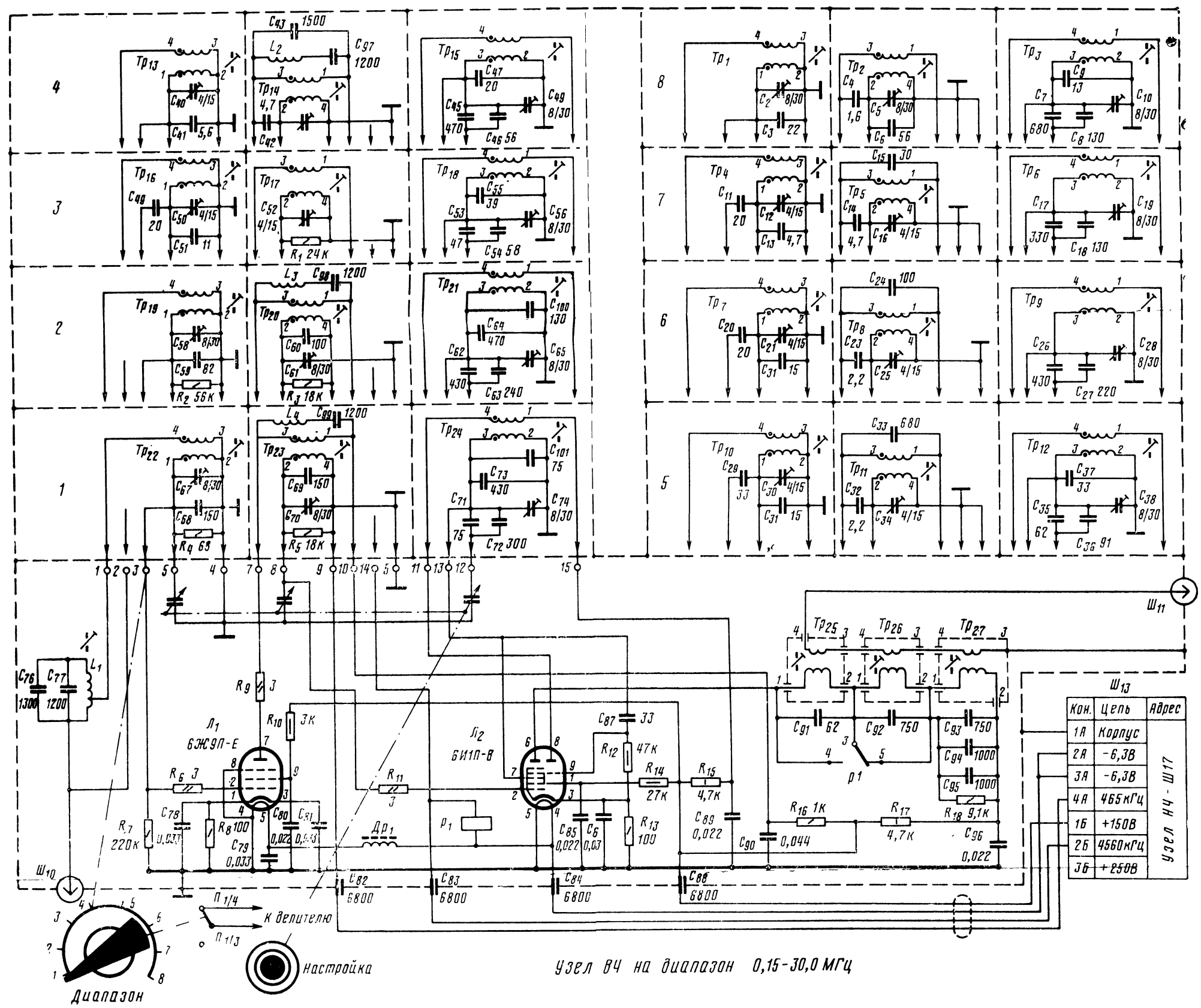


Рис. 74. Блоки вч и нч измерителя ПКЗ-3

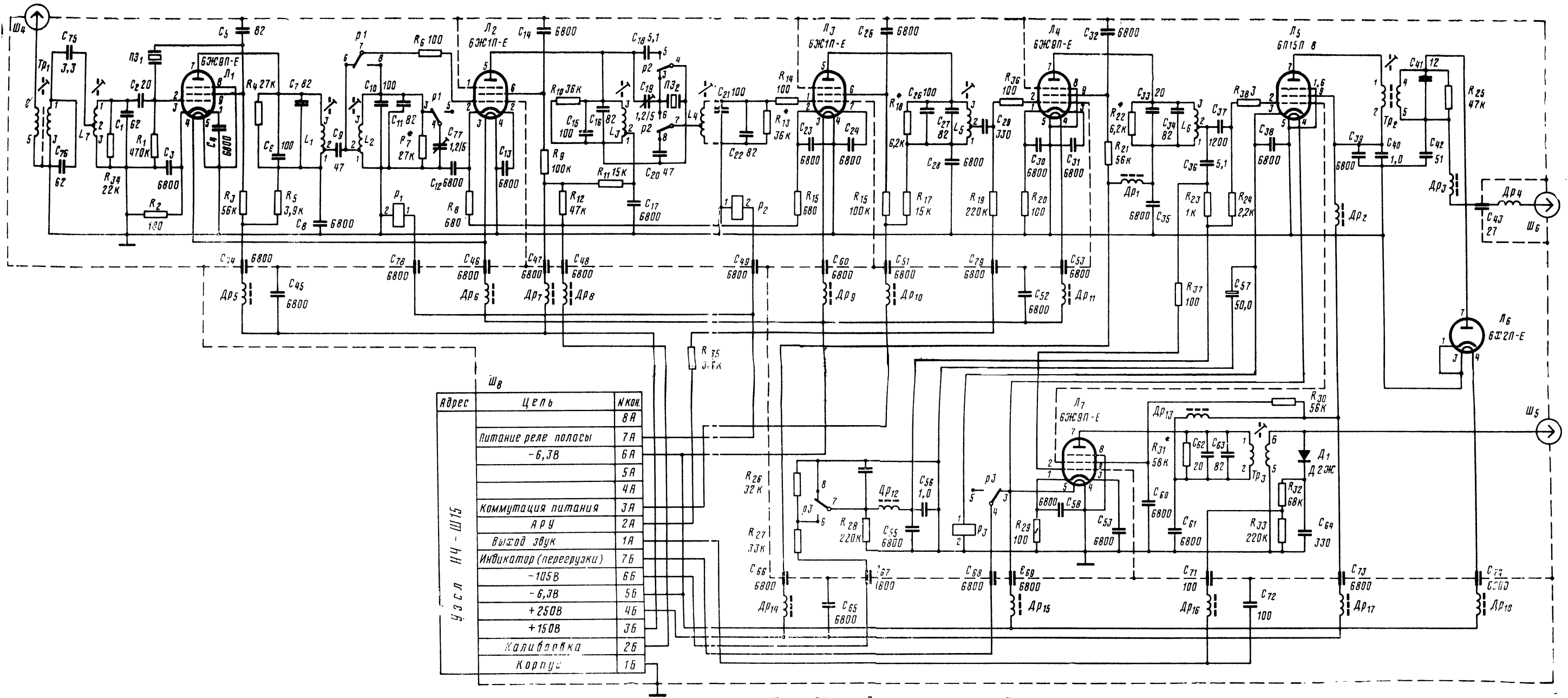
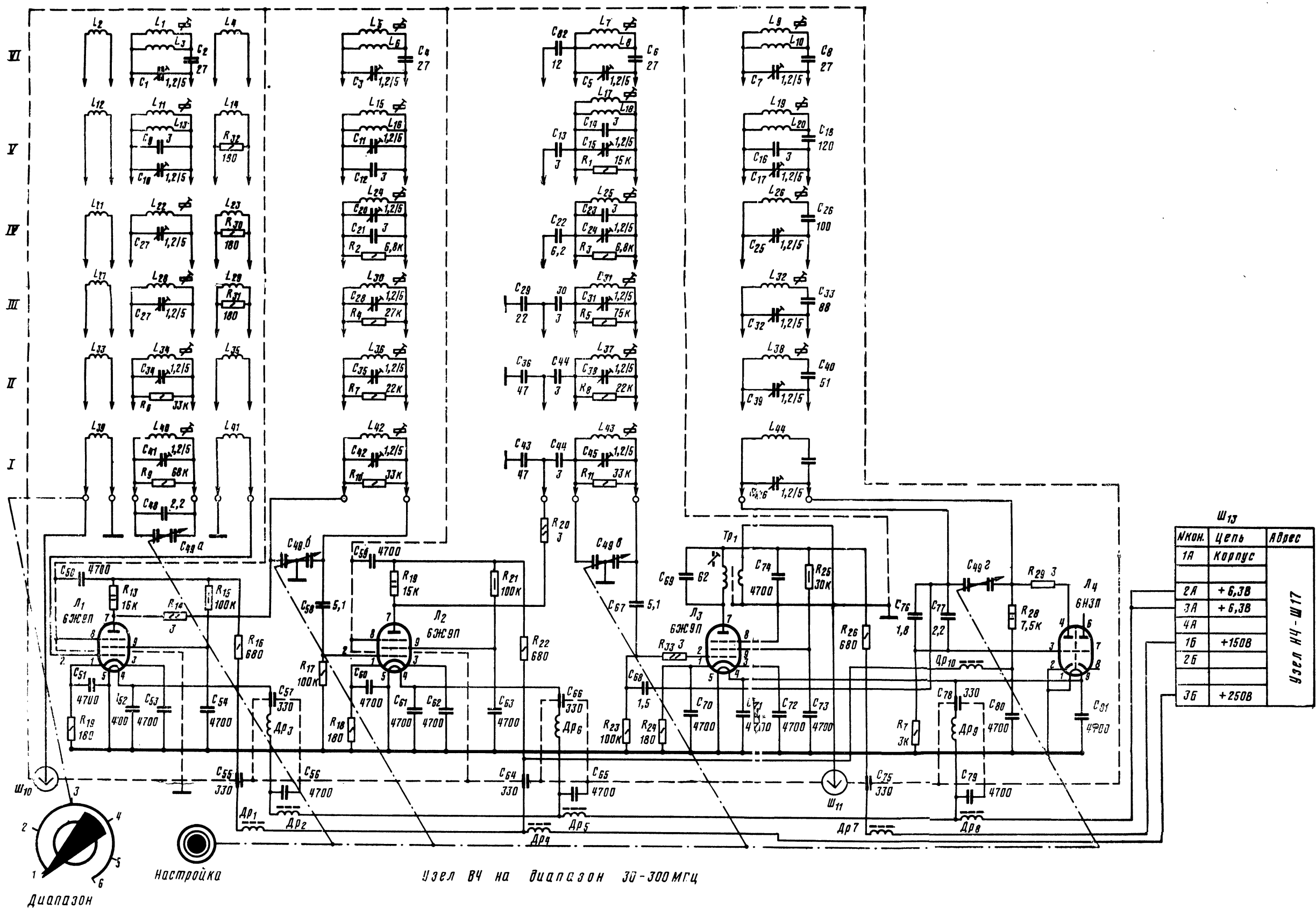


Рис. 76. Блоки вч и пч измерителя ПКЗ-4

Цена 64 коп.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «СВЯЗЬ»