

УДК 621.369.6

К.И. Зайцев, А.С. Мягков, М.В. Осипов, Д.М. Носов, А.С. Сурков,
А.В. Христенко, Ю.П. Акулиничев, М.Е. Ровкин, В.А. Хлусов

Комплекс для широкополосных когерентных измерений матричных импульсных характеристик радиоканалов в 3-см диапазоне волн

Описан измерительный комплекс, который спроектирован и реализован на базе цифрового формирователя сигналов, разработанного ЗАО «НПФ «Микран». Комплекс предназначен для полного поляризационного зондирования каналов распространения радиоволн (РРВ) и позволяет производить оценку матричной импульсной характеристики радиоканала на каждой из двух расходящихся трасс по результатам измерений откликов на широкополосный (до 640 МГц) радиосигнал X -диапазона. Мобильность комплекса, а также энергетические параметры излучаемого сигнала позволяют оперативно измерять характеристики радиотрасс различного типа и протяженности. Высокая степень взаимной когерентности зондирующего и опорного (в приемнике) сигналов дает возможность измерять вариации во времени не только амплитудно-частотных, но и фазочастотных характеристик каналов.

Ключевые слова: линейная частотная модуляция, передаточная функция канала, матричная функция отклика.

Широкое распространение радиотехнических систем связи, в частности радиорелейных, стимулирует исследования, направленные на повышение их технических характеристик, в том числе и скорости передачи данных. Одним из путей увеличения скорости передачи данных является расширение полосы частот излучаемого сигнала. Измерения «мгновенной» импульсной (или частотной) характеристики радиоканала на приземных трассах в широком спектре частот позволяют уже на этапе проектирования оценить максимальную пропускную способность радиосистем связи, а также обосновать алгоритмы адаптации связной аппаратуры.

Исследования характеристик каналов распространения радиоволн с использованием ЛЧМ-сигналов имеют более чем полувектовую историю [1–3 и др.]. Такие исследования не потеряли актуальности и в настоящее время [4, 5], несмотря на стремительно возрастающую популярность систем, использующих импульсные сверхширокополосные сигналы [6].

Алгоритм функционирования комплекса

Принципы функционирования измерительного комплекса основаны на зондировании приземной трассы электромагнитным сигналом с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Выбор сигнала обусловлен техническими возможностями в реализации аппаратуры цифрового генерирования и цифровой обработки принимаемых сигналов. Необходимый энергетический потенциал комплекса достигается путем излучения непрерывного ЛЧМ-сигнала мощностью до 7 Вт, его когерентной обработки при приеме и является достаточным для измерения характеристик открытых и полужакрытых трасс протяженностью до 60 км и более. При зондировании ЛЧМ-сигналом импульсная характеристика канала распространения (трассы) оценивается путем сравнения излученного и принимаемого сигналов (гомодинная обработка), при этом спектр задержек канала распространения отображается в виде частотного спектра сигналов биений этих сигналов. Такой метод [7] не требует больших вычислительных затрат и высокого быстродействия отдельных узлов цифрового приемника. Известные ограничения при использовании ЛЧМ-сигнала на однозначность оценки скорости изменения длины трассы в данном случае не принципиальны, поскольку на интервалах времени оценки ~ 7 мс характеристики трассы меняются незначительно. Структурная схема комплекса изображена на рис. 1.

Излучаемое комплексом электромагнитное поле (векторный сигнал) описывается вектором Джонса

$$\mathbf{e}_0(t) = \begin{pmatrix} \dot{f}_X(t) \\ \dot{f}_Y(t) \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где $\dot{f}_X(t)$ и $\dot{f}_Y(t)$ – комплексные огибающие ортогональных компонентов (горизонтального и вертикального соответственно) вектора, описывающего излучаемое поле и представленного в линейном поляризованном базисе. Этот же базис является собственным базисом используемых антенн. Комплексные функции $\dot{f}_X(t)$ и $\dot{f}_Y(t)$ описывают временную структуру двух ортогональных непрерывных ЛЧМ-сигналов

$$\begin{aligned} f_X(t) &= A_0 \exp \left[j \left(\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2} + \frac{\Delta\omega(t-nT_c)}{T_c} \right) \cdot (t-nT_c) \right]; \\ f_Y(t) &= A_0 \exp \left[j \left(\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2} - \frac{\Delta\omega(t-nT_c)}{T_c} \right) \cdot (t-nT_c) \right], \end{aligned} \tag{2}$$

где j – мнимая единица; T_c – период ЛЧМ сигнала; n – номер периода.

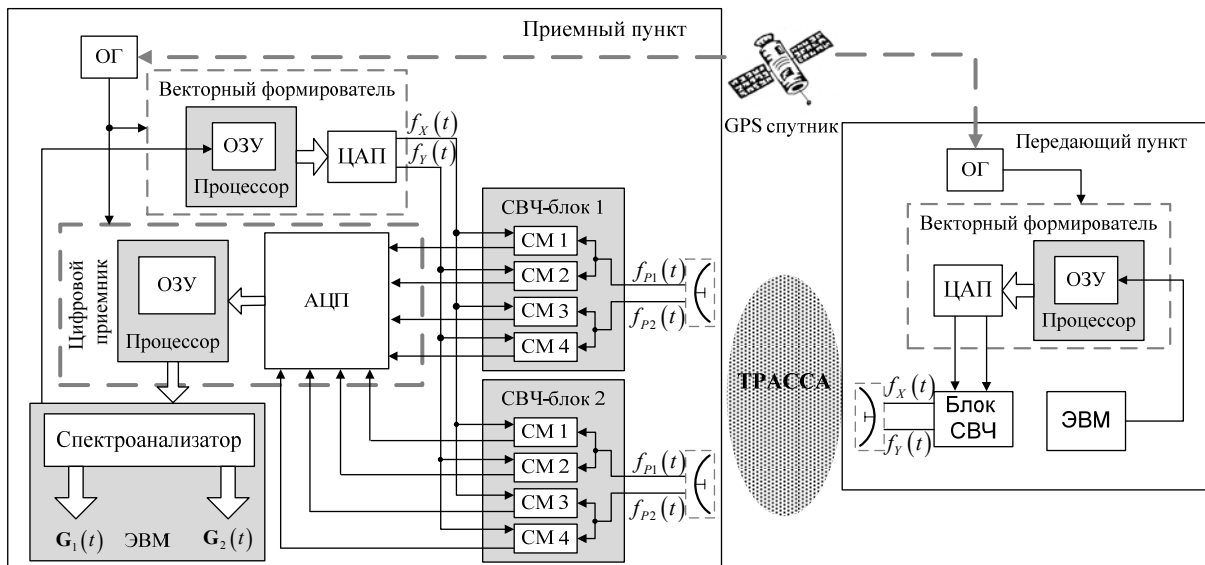


Рис. 1. Структурная схема измерительного комплекса

Для дискретной модели канала распространения радиоволн преобразование частотно-временных свойств и поляризационной структуры излучаемого поля может быть представлено в виде дискретной матричной функции отклика, имеющей вид

$$\mathbf{G}(\tau) = \sum_{k=0}^N \underbrace{\{\mathbf{S}_k \cdot \delta(\tau_k)\}}_{\mathbf{g}_k(\tau)} = \sum_{k=0}^N \mathbf{g}_k(\tau), \tag{3}$$

где N – учитываемое количество лучей; τ_k – время задержки сигнала в k -м луче относительно момента излучения; $\delta(\tau_k)$ – дельта-функция, заданная в точке τ_k ; \mathbf{S}_k – матрица пропускания k -го канала (матричный коэффициент передачи):

$$\mathbf{S}_k = \begin{pmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} \end{pmatrix}. \tag{4}$$

В этом случае принимаемый векторный сигнал имеет вид

$$\mathbf{e}_p(t) = \mathbf{G}(\tau) * \mathbf{e}_0(t) = \sum_{k=0}^N \{\mathbf{S}_k \cdot \mathbf{e}_0(t - \tau_k)\} = \begin{pmatrix} f_{P1}(t) \\ f_{P2}(t) \end{pmatrix}. \tag{5}$$

Умножение каждого из ортогональных компонентов принимаемого сигнала $\dot{f}_{P1}(t)$ и $\dot{f}_{P2}(t)$ на компоненты излученного сигнала $\dot{f}_X(t)$ и $\dot{f}_Y(t)$ и последующее «скользящее» усреднение результатов умножения по интервалу $T_{уср}$, удовлетворяющему неравенству $T_c > T_{уср} > 2\pi/\omega_0$, определяют с точностью до постоянной комплексной величины m сигналы на выходах усредняющих фильтров в следующем виде:

$$\langle f_X(t) \cdot f_{P1}(t) \rangle = m \cdot \sum_{k=0}^N \left(S_{11}^k \cdot \exp \left\{ j \left[\frac{\Delta\omega \cdot t_k}{T_C} \cdot t - \omega_0 \cdot t_k \right] \right\} \right) = \sum_{k=0}^N \left(m \cdot S_{11}^k \cdot e^{j(\Omega_k t - \varphi_k)} \right); \quad (6)$$

$$\langle f_X(t) \cdot f_{P2}(t) \rangle = m \cdot \sum_{k=0}^N \left(S_{21}^k \cdot \exp \left\{ j \left[\frac{\Delta\omega \cdot t_k}{T_C} \cdot t - \omega_0 \cdot t_k \right] \right\} \right) = \sum_{k=0}^N \left(m \cdot S_{21}^k \cdot e^{j(\Omega_k t - \varphi_k)} \right); \quad (7)$$

$$\langle f_Y(t) \cdot f_{P1}(t) \rangle = m \cdot \sum_{k=0}^N \left(S_{12}^k \cdot \exp \left\{ j \left[\frac{\Delta\omega \cdot t_k}{T_C} \cdot t - \omega_0 \cdot t_k \right] \right\} \right) = \sum_{k=0}^N \left(m \cdot S_{12}^k \cdot e^{j(\Omega_k t - \varphi_k)} \right); \quad (8)$$

$$\langle f_Y(t) \cdot f_{P2}(t) \rangle = m \cdot \sum_{k=0}^N \left(S_{22}^k \cdot \exp \left\{ j \left[\frac{\Delta\omega \cdot t_k}{T_C} \cdot t - \omega_0 \cdot t_k \right] \right\} \right) = \sum_{k=0}^N \left(m \cdot S_{22}^k \cdot e^{j(\Omega_k t - \varphi_k)} \right), \quad (9)$$

где $\langle \rangle$ – операция «скользящего» усреднения, $\Omega_k = \Delta\omega \cdot t_k / T_C$; $\varphi_k = \omega_0 \cdot t_k$. Как следует из выражений (6)–(9), выходные сигналы усредняющих фильтров представляют собой сумму гармонических колебаний, при этом частота Ω_i каждого из них прямо пропорциональна времени задержки дельта-функции $\delta_i(t)$ в выражении (3), а комплексные амплитуды этих колебаний прямо пропорциональны соответствующим коэффициентам \hat{S}_{ij} матрицы \mathbf{S}_k в выражении (3) для матричной импульсной характеристики цепи. Сказанное означает, что Фурье-спектры сигналов (6)–(9) в совокупности являются корректной оценкой матричной импульсной характеристики $\mathbf{G}(t)$ канала.

Состав и технические характеристики измерительного комплекса

Передающий пункт (см. рис. 1) содержит аппаратуру формирования опорных сигналов (векторный формирователь), СВЧ-блок и антенное устройство. В аппаратуре формирования на промежуточной частоте (ПЧ) 612,5 МГц цифровым методом формируются два сигнала с линейной частотной модуляцией. В СВЧ-блоке производится перенос спектра сигналов ПЧ на несущую частоту 9,8 ГГц. По коаксиальному кабелю СВЧ-сигналы, соответствующие выражению (2), поступают на поляризатор антенного устройства и излучаются в пространство. Антенное устройство размещается на переносной треноге и представляет собой круглое параболическое зеркало, причем конструкция антенны позволяет изменять ширину ее диаграммы направленности путем перемещения облучателя вдоль оси антенны. Возможен также быстрый поворот антенны вокруг вертикальной оси. Передающий пункт мобилен и может транспортироваться даже на легковом автомобиле.

Приемный пункт (см. рис. 1) состоит из двух антенных устройств с СВЧ-блоками, аппаратуры цифрового формирования опорных сигналов (векторный формирователь) и цифрового приемника. Антенны, применяемые в приемном и передающем пунктах, аналогичны. Пространственное разнесение двух приемных антенн по горизонтали может изменяться в пределах от 1,1 до 5 м, а вся антенная система может поворачиваться по азимуту и по углу места. В фазовых детекторах СВЧ-блоков на каждом выходе поляризационного разделителя каждой из антенн осуществляются операции перемножения принимаемого сигнала с задержанными копиями двух ортогональных излучаемых сигналов. Так осуществляется полное поляризационное зондирование на каждой из двух расходящихся трасс. В цифровом приемнике выходные сигналы смесителей преобразуются в цифровую форму, фильтруются и поступают в вычислительный процессор (ЭВМ), где производится операция БПФ и формируются оценки матричных импульсных характеристик $\mathbf{G}_1(\tau)$ и $\mathbf{G}_2(\tau)$ для этих двух трасс.

Так как передающий и приемный пункты комплекса разнесены в пространстве, то каждый из них работает под управлением собственного опорного генератора, в качестве которых применяются рубидиевые стандарты частоты FS725. Стандарт частоты вырабатывает синусоидальный сигнал с частотой 10 МГц с кратковременной относительной нестабильностью частоты $\pm 2 \cdot 10^{-11}$ и уровнем фазового шума менее -130 дБн/Гц при отстройке на 10 Гц. Для синхронизации рубидиевых стандартов от общего внешнего источника используются GPS-приемники, которые выдают секундные метки времени, обеспечивающие хорошую долговременную нестабильность (не более 10^{-12}) и плохую кратковременную нестабильность, обусловленную каналом распространения сигнала с орбиты до приемника GPS. Поэтому используется фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ) рубидиевых стандартов с большой программируемой постоянной времени (от 8 мин до 18 ч).

Лабораторные испытания комплекса показали, что в установившемся режиме работы рубидиевых стандартов с постоянной времени ФАПЧ 0,4 ч абсолютное временное рассогласование запус-

кающих импульсов с выходов опорных генераторов приемного и передающего пунктов не превышает значения 20 нс и изменяется со скоростью не более 0,021 нс за секунду. Более того, благодаря низкому уровню джиттера в аппаратуре формирования сигналов разность фаз между переданным и принятым сжатыми сигналами характеризуется медленными вариациями со скоростью не более 75° в секунду и быстрыми некоррелированными флуктуациями, среднееквадратическое значение которых в большинстве сеансов лежит в интервале $1-2^\circ$. Таким образом, имеется возможность проводить межпериодную когерентную обработку принимаемых сигналов. Технические характеристики комплекса приведены в таблице.

Технические характеристики комплекса	
Параметр	Значение
Несущая частота, ГГц	9,8
Излучаемая мощность, Вт	До 7
Девияция частоты ЛЧМ сигнала, МГц	До 640
Период ЛЧМ сигнала, мс	6–23,8
Регулируемая ширина ДН антенн по уровню –3 дБ, град	2,3–8
Коэффициент усиления антенн, дБ	38–27
Коэффициент шума приемных каналов, дБ	3
Разрешение лучей: по времени запаздывания, нс, по длине пути, м	До 1,5 До 0,47

На рис. 2 представлены примеры регистрации откликов на выходе измерительного комплекса, полученных на короткой трассе с отражениями радиоволн от стены здания, где A_{ij} и B_{ij} – оценки модулей элементов матричных функций отклика $G(t)$ на двух расходящихся трассах, а цифры 1 и 2 обозначают вертикальную и горизонтальную поляризации соответственно.

Натурные испытания комплекса показали, что его технические характеристики соответствуют расчетным. Дальнейшие усилия будут направлены на разработку методики поляризационной калибровки комплекса, ее реализацию и проведение экспериментальных исследований свойств широкополосных радиосигналов X-диапазона и механизма их распространения на приземных трассах, в том числе в условиях города.

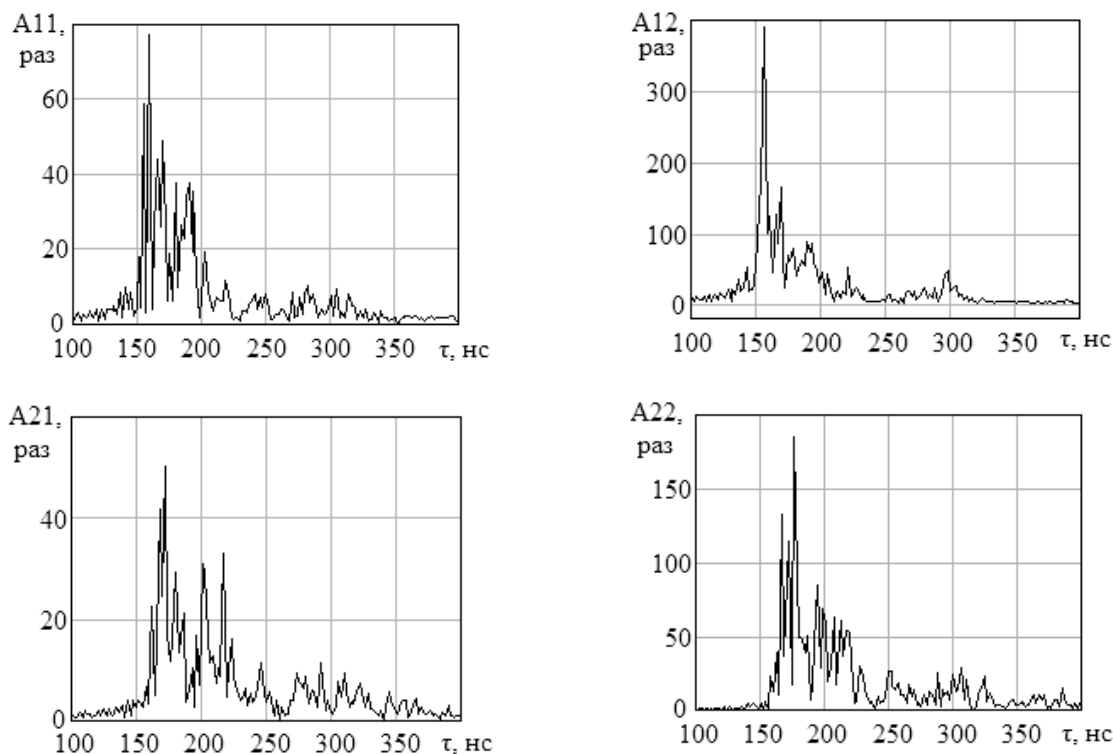


Рис. 2 (начало)

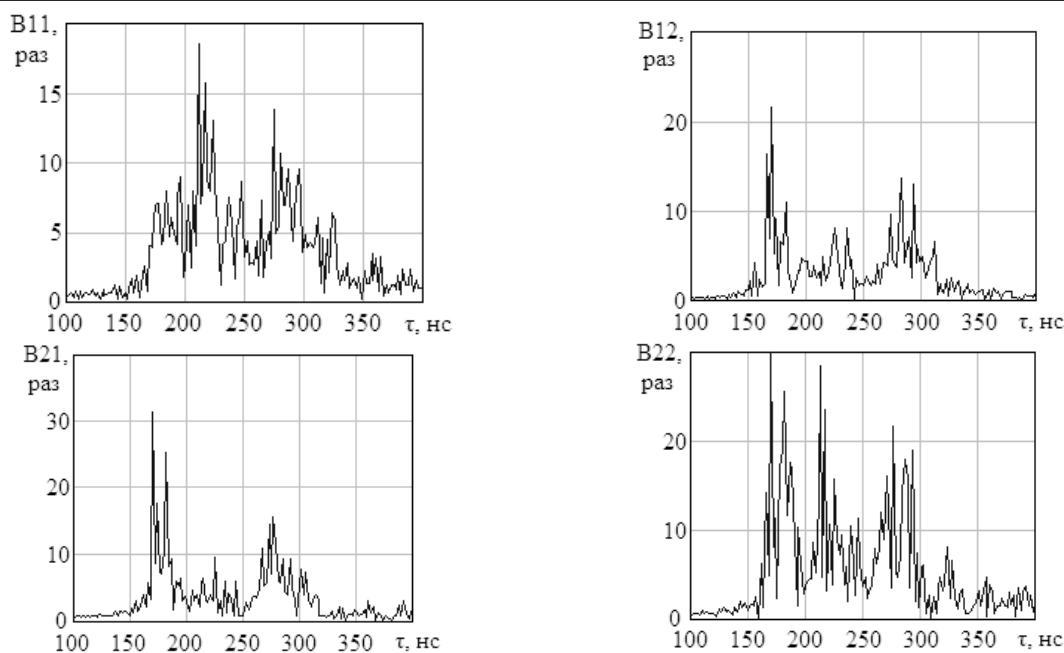


Рис. 2 (окончание). Модули импульсных характеристик каналов РРВ на короткой трассе при девиации частоты 320 МГц (первая и вторая цифры обозначают вид поляризации передающей и приемной антенн соответственно)

Данная работа выполнена в рамках госконтракта № 02.740.11.0232 по ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг.

Литература

1. Crawford A.B. Selective Fading of Microwaves / A.B. Crawford, W.C. Jakes // Bell Syst. Tech. J. – 1952. – Vol. 31, № 1. – P. 68–90.
2. Kaylor R.L. A Statistical Study of Selective Fading of Super-High Frequency Radio Signals // Bell Syst. Tech. J. – 1953. – Sept. – P. 1187–1202.
3. Strohbern J.W. Transhorizon Propagation Measurements from a Simultaneous Frequency and Angle Scan Experiment / J.W. Strohbern, A.T. Waterman // Radio Sci. – 1966. – Vol. 1, №7. – P. 729–741.
4. VNA-based wideband 60 GHz MIMO channel sounder with 3D arrays / S. Ranvier, M. Kyrö, K. Haneda et al. // Proceedings of the 2009 IEEE Radio and Wireless Symposium. – San Diego, USA, 2009. – P. 308–311.
5. Zetik R. Ultra-wideband real-time channel sounder and directional channel parameter estimation / R. Zetik, R. Thomä, J. Sachs // Proceedings of 2004 International symposium on electromagnetic theory. – Pisa, Italy, 2004. – P. 709–711.
6. UWB Theory and Applications / edited by Ian Oppermann, Matti Hämäläinen and Jari Iinatti. – Chichester, UK: John Wiley & Sons Ltd, 2004. – 223 p.
7. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.

Зайцев Кирилл Игоревич

Магистрант каф. радиотехнических систем ТУСУРа
Эл. почта: wiz23@sibmail.com

Мягков Александр Сергеевич

Аспирант каф. радиоэлектроники и защиты информации ТУСУРа
Эл. почта: alexmyagkov@sibmail.com

Осипов Михаил Витальевич

Ведущий инженер-программист ЗАО «НПФ «Микран»
Тел.: (382-2) 41-34-06 (вн. 131)
Эл. почта: osipov@micran.ru

Носов Дмитрий Михайлович

Ведущий инженер-разработчик ЗАО «НПФ «Микран»
Тел.: (382-2) 41-34-06 (вн. 131)
Эл. почта: ndima@micran.ru

Сурков Алексей Сергеевич

Ведущий инженер-программист ЗАО «НПФ «Микран»
Тел.: (382-2) 41-34-06 (вн. 131)
Эл. почта: alexey@micran.ru

Христенко Алексей Викторович

Аспирант каф. радиотехнических систем ТУСУРа
Эл. почта: hristenko@micran.ru

Акулиничев Юрий Павлович

Д-р техн. наук, профессор каф. радиотехнических систем ТУСУРа
Тел.: (382-2) 56-29-05
Эл. почта: ayp@rts.rk.tusur.ru

Ровкин Михаил Евгеньевич

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник НИИ РТС ТУСУРа
Тел.: (382-2) 41-38-92
Эл. почта: govkin@micran.ru

Хлусов Валерий Александрович

Д-р техн. наук, вед. науч. сотрудник НИИ РТС ТУСУРа
Эл. почта: hva@micran.ru

Zaycev K.I., Myagkov A.S., Osipov M.V., Nosov D.M., Surkov A.S., Khristenko A.V., Akulinichev Yu.P.,
Rovkin M.E., Khlusov V.A.

Radio system for broadband coherent measurements of matrix pulse response characteristics of radio channels in X band

The article considers the measurement system based on the digital signal conditioner that was developed by «MICRAN». The system is designed for full polarimetric sounding of radio wave propagation channels over two divergent paths by means of wide-band radio signals (up to 640 MHz). Its mobility and high energetic potential of transmitted signal make it possible to estimate characteristics of different radio channels at large distances. The high mutual coherence of sounding and reference (in receiver) signals enables to measure and record variations in time not only of frequency-response characteristics but phase response characteristics of signals as well.

Keywords: linear frequency modulation, chirp-signal, channel transfer function, matrix pulse response characteristic.