

C_1, C_2, C_3, C_4 . Кроме того, в схеме есть токовый повторитель CF-1 с двумя выходами. Анализ синтезированной цепи дает соотношения для отдельных коэффициентов (1)

$$\begin{aligned} a_0 &= (g_1 g_2 g_3 g_4) / (C_1 C_2 C_3 C_4), a_1 = (g_1 g_2 g_3) / (C_1 C_2 C_3), \\ a_2 &= (g_1 g_2) / (C_1 C_2), a_3 = g_1 / C_1, a_4 = 1. \end{aligned} \quad (4)$$

Подстановкой (3) в (4) получаем необходимые компонентные соотношения. Так, например, при $g_1 = g_2 = g_3 = g_4 = 1$ мСм, значения емкостей $C_1 = 30$ пФ, $C_2 = 67$ пФ, $C_3 = 129$ пФ, $C_4 = 300$ пФ.

Здесь g_i — передаточные проводимости источников тока, управляемых напряжением, каковыми являются элементы ОТА. Синтезированный фильтр анализировался программой PSpice, где блоки ОТА моделировались идеальными источниками тока, управляемыми напряжениями (без учета паразитных параметров). Полученное групповое запаздывание, приведенное на рис. 4, подтверждает корректность синтеза и верную работу предложенной в токовом базисе структуры FLF—OS (рис. 2).

Таким образом, модификация сигнального графа в токовом базисе привела к двум новым родственным каноническим структурам с густой сетью ветвей обратной связи, удобным для синтеза фазирующих фильтров высоких порядков.

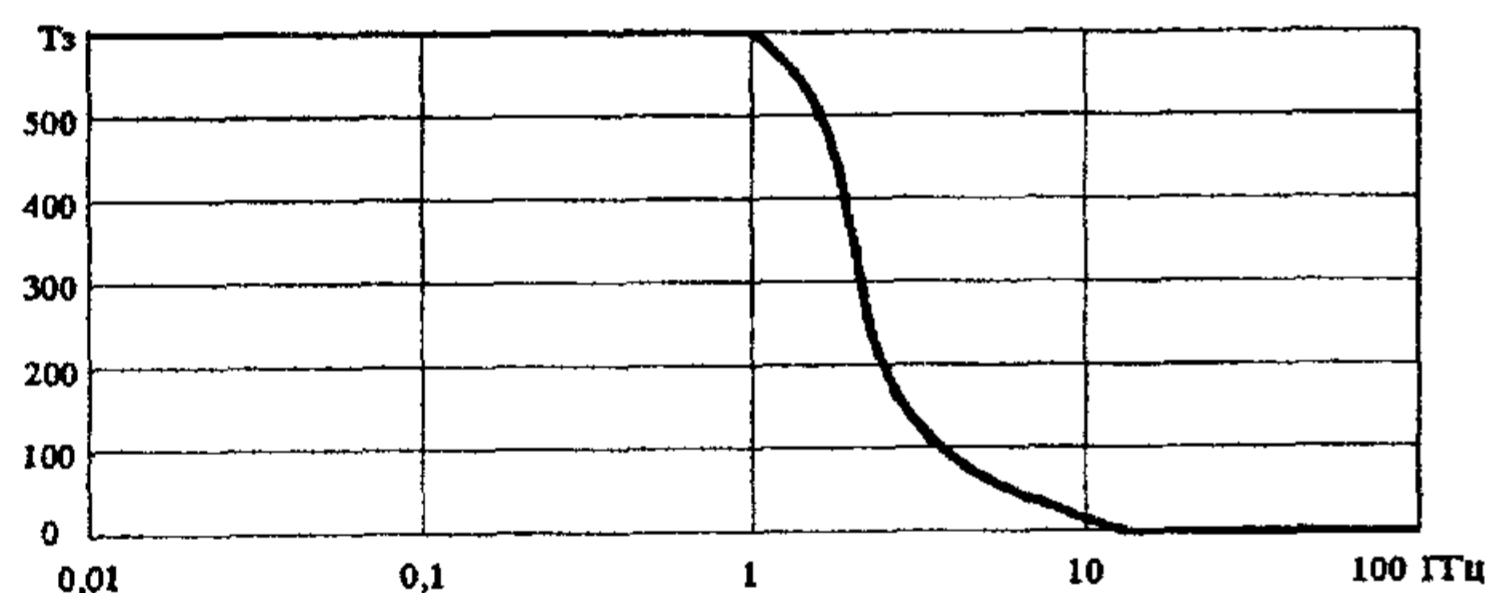


Рис. 4

Статья написана при поддержке Грантового агентства Чешской республики (грант № 102/04/0442) и исследовательской программы MSM 00216305.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Chen W.K. The circuits and filters handbook. CRC Press, Florida, 1995.
2. Toumazou C., Lidgey F.J., Haigh D.G. Analogue IC design: The current mode approach. Peter Peregrinus Ltd., London, 1990.
3. Sun Y., Fidler J.K. Current — mode multiple — loop filters using dual — output OTAs and grounder capacitors // International Journal of circuit theory and application. — 1997. — v.25. — P. 69 — 80.

4. Dostal T. Filters with multi-loop feedback structure in current mode // Radioengineering. — 2005. — v.12, №3. — P. 1 — 6.

Технич. ун-т в г. Брно,
Киевский политехн. ин-т

Поступила в редакцию 26.12.05

УДК 621.39

СЛЮСАР В. И., ЗИНЧЕНКО А. А.

ОБОБЩЕНИЕ МЕТОДА N-OFDM НА СЛУЧАЙ ОРТОГОНАЛЬНО ПОЛЯРИЗОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Рассмотрен метод передачи данных в радиорелейных системах связи на основе использования неортогональной частотной дискретной модуляции (N-OFDM) сигналов совместно с их ортогональной поляризацией. Проведен синтез процедуры демодуляции N-OFDM сигналов с учетом наличия кроссполяризационной помехи. Для анализа предельных возможностей синтезированной процедуры предложено использовать известную методику вычисления нижней границы Крамера-Рао для потенциально достижимой дисперсии ошибок измерения квадратурных составляющих амплитуд сигналов.

Одним из перспективных направлений развития радиорелейных систем является использование для повышения их пропускной способности ортогональной частотной дискретной модуляции (OFDM). Этот метод широко применяется в WiMAX-сетях и позволяет обеспечить связь на расстояниях прямой видимости (десятки километров). Дальнейшим развитием данного подхода стал метод неортогональной частотной дискретной модуляции (N-OFDM) [1, 2], позволяющий уплотнить спектральную полосу, занимаемую сигналом, адаптивно отстроиться от узкополосных помех и эффективно работать в условиях доплеровского сдвига несущих частот. Однако работы по развитию метода N-OFDM до сих пор проводились применительно лишь к одной поляризации излучаемых сигналов. В то же время, как известно, использование двух ортогональных поляризаций излучения позволяет почти в два раза увеличить пропускную способность радиолинии. Такие решения уже известны для метода OFDM [3].

Цель статьи — усовершенствование метода N-OFDM использованием двухполяризационного сигнала с неортогональными несущими.

При этом задачей исследований является синтез процедуры демодуляции N-OFDM сигналов с учетом влияния кроссполяризационной помехи.

Предполагается, что принцип формирования двухполяризационного сигнального пакета с неортогональными несущими в передатчике сводится к использованию двух независимых квадратурных каналов цифро-аналогового

преобразования, каждый из которых нагружен на свой излучатель. Поднесущие подвергаются квадратурно-амплитудной модуляции (QAM) в соответствии с передаваемым сообщением. Прием сигналов осуществляется аналогичной антенной с поляризационным селектором с последующим квадратурным аналогово-цифровым преобразованием в каждом из поляризационных каналов.

Демодуляция сигналов в рассматриваемом случае проводится в предположении о точно известных частотах поднесущих. Для учета влияния кроссполяризационной помехи применяется адаптивное снижение уровня QAM-модуляции, при этом оценка уровня кроссполяризационных компонент производится путем использования пилот-сигналов, излучаемых как с передатчика на приемник, так и в обратном направлении.

Для синтеза процедуры демодуляции воспользуемся методом наименьших квадратов. Предположим, что в общем случае излучение на ортогональных поляризациях по методу N-OFDM выполняется на несовпадающих поднесущих, а количество самих поднесущих в разных поляризациях одинаково. При этом будем также считать, что уровни кроссполяризационных помех неинвариантны к частотам сигналов и характеризуются известными зависимостями для каждой гармонической составляющей. При таких допущениях отклик приемной системы после синтеза ортогональных частотных фильтров с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) может быть представлен в матричном виде:

$$U = F \cdot A + n, \quad (1)$$

где U — блок-вектор комплексных напряжений по выходам R БПФ-фильтров в двух поляризационных каналах приема (H — горизонтальная поляризация, V — вертикальная),

$$U = \begin{bmatrix} U_H \\ U_V \end{bmatrix},$$

$$U_H = [\dot{U}_{H1} \quad \dot{U}_{H2} \quad \dots \quad \dot{U}_{HR}]^T, U_V = [\dot{U}_{V1} \quad \dot{U}_{V2} \quad \dots \quad \dot{U}_{VR}]^T,$$

$$F = \begin{bmatrix} F_H & F_{HV} \\ F_{VH} & F_V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{H_1}(\omega_{1H}) & \dots & F_{H_1}(\omega_{MH}) & F_{HV_1}(\omega_{1V}) & \dots & F_{HV_1}(\omega_{MV}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ F_{H_R}(\omega_{1H}) & \dots & F_{H_R}(\omega_{MH}) & F_{HV_R}(\omega_{1V}) & \dots & F_{HV_R}(\omega_{MV}) \\ F_{VH_1}(\omega_{1H}) & \dots & F_{VH_1}(\omega_{MH}) & F_{V_1}(\omega_{1V}) & \dots & F_{V_1}(\omega_{MV}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ F_{VH_R}(\omega_{1H}) & \dots & F_{VH_R}(\omega_{MH}) & F_{V_R}(\omega_{1V}) & \dots & F_{V_R}(\omega_{MV}) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

F — блочная матрица амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) R БПФ-фильтров двух поляризационных каналов приема (H — горизонтальная поляризация, V — вертикальная) на основной и кроссполяризационной составляющих для M частот поднесущих,

$F_{HV_r}(\omega_{mV}), F_{VH_r}(\omega_{mH})$ — значение АЧХ r -ого БПФ-фильтра на частоте m -го сигнала для кроссполяризационных составляющих, в общем случае $\omega_{mH} \neq \omega_{mV}$, $F_{H_r}(\omega_{mH}), F_{V_r}(\omega_{mV})$ — значение АЧХ r -ого БПФ-фильтра на частоте m -го сигнала для горизонтальной и вертикальной поляризаций приема соответственно,

$$A = [\dot{a}_{H1} \quad \dot{a}_{H2} \quad \dots \quad \dot{a}_{HM} \mid \dot{a}_{V1} \quad \dot{a}_{V2} \quad \dots \quad \dot{a}_{VM}]^T,$$

$\dot{a}_{Hm}, \dot{a}_{Vm}$ — комплексная амплитуда m -го сигнала горизонтальной и вертикальной поляризаций соответственно, \dot{n} — блочный вектор шумов измерения.

При условии невозможности принятия гипотезы об инвариантности кроссполяризационной помехи к частоте сигнала, можно записать:

$$F_{HV_r}(\omega_{mV}) = q_{HV}(\omega_{mV}) \cdot F_{V_r}(\omega_{mV}) \text{ и } F_{VH_r}(\omega_{mH}) = q_{VH}(\omega_{mH}) \cdot F_{H_r}(\omega_{mH}),$$

где $q_{HV}(\omega_{mV}), q_{VH}(\omega_{mH})$ — частотно-зависимые коэффициенты поляризационной связи при условии ее невзаимности, то есть $q_{HV}(\omega_{mV}) \neq q_{VH}(\omega_{mH})$ даже при $\omega_{mV} = \omega_{mH}$.

По сути, коэффициенты $q_{HV}(\omega_{mV}), q_{VH}(\omega_{mH})$ характеризуют кроссполяризационную развязку (Cross Polarisation Isolation, XPI) канала связи. Их значения находятся в интервале от 0 до 1. Переход от $q_{HV}(\omega_{mV}), q_{VH}(\omega_{mH})$ к стандартизованному понятию XPI осуществляется согласно выражениям [4]:

$$XPD_{HV} = 10 \lg \frac{1}{q_{HV}(\omega_{mV})}, \quad XPD_{VH} = 10 \lg \frac{1}{q_{VH}(\omega_{mH})}.$$

Обычно, стандартным уровнем кроссполяризационной развязки по мощности считается величина XPI 20 ... 30 дБ. В системах высокого качества этот показатель может достигать 40 дБ и более. В рассматриваемом случае коэффициенты $q_{HV}(\omega_{mV}), q_{VH}(\omega_{mH})$ рассчитываются через отношения напряжений сигналов кроссовой и основной поляризаций по выходам частотных фильтров БПФ. Поэтому указанные примеры значений XPI в дБ следует удвоить.

Оценку максимального уровня кроссполяризационной помехи, действующей на резонансной частоте БПФ фильтра, легко провести, зная разрядность аналогово-цифрового (АЦП) либо цифро-аналогового (ЦАП) преобразователей. При этом предполагается, что за счет QAM-модуляции максимальная величина символьного уровня N-OFDM сигнала приходится на верхнюю границу разрядной сетки АЦП или ЦАП (без учета знакового разряда). Напри-

мер, для 16-разрядного АЦП граничное значение напряжения принимаемого сигнала составляет 90 дБ (15 разрядов) по отношению к кванту АЦП. Следовательно, при XPI = 40 дБ по мощности, что соответствует величине коэффициентов $q_{HV}(\omega_{mV})$, $q_{VH}(\omega_{mH})$ минус 80 дБ, превышение напряжения кроссполяризационной помехи над уровнем кванта АЦП может достигать 10 дБ. Преимущество модуляции N-OFDM по сравнению с традиционной OFDM состоит в возможности дополнительного снижения паразитных кроссовой компоненты за счет неортогональной расстановки частот сигналов. При этом в одной из поляризаций сигналы могут иметь модуляцию OFDM, а в другой — N-OFDM с расстановкой поднесущих в точках пересечения АЧХ БПФ-фильтров. Соответствующий вариант приведен на рис. 1, где сплошными стрелками обозначена расстановка частот сигналов, например, вертикальной поляризации (OFDM), а пунктирными (верхний ряд) — горизонтальной (N-OFDM). Ниже стрелок показаны АЧХ БПФ-фильтров. В более общем случае схема модуляции N-OFDM используется в обеих поляризационных составляющих, причем номиналы поднесущих устанавливаются для каждой из поляризаций несовпадающими по частоте с кроссовыми компонентами.

Если пренебречь частотной зависимостью кроссполяризационной помехи и ее чувствительностью к направлению поляризационной связи, то можно считать, что

$$F_{HV_r}(\omega_m) = q \cdot F_{V_r}(\omega_m) \text{ и } F_{VH_r}(\omega_m) = q \cdot F_{H_r}(\omega_m),$$

то есть матрица АЧХ приобретает вид:

$$F = \begin{bmatrix} F_H & q \cdot F_V \\ q \cdot F_H & F_V \end{bmatrix} = [F_H \quad F_V] \blacksquare \begin{bmatrix} 1 & q \\ q & 1 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где \blacksquare — символ матричного произведения Кхатри-Рао [5].

Для случая пренебрежимо малой кросс-поляризационной помехи коэффициент q можно положить равным нулю. В результате получим:

$$F = [F_H \quad F_V] \blacksquare \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_H & 0 \\ 0 & F_V \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Такое допущение справедливо, например, при разрядностях АЦП (ЦАП) 14 и менее бит в случае XPI = 40 дБ, когда кроссполяризационная помеха не превышает по уровню квант АЦП. Кроме того, данная модель может быть принята, если напряжение кроссовой составляющей меньше по величине, чем допустимый уровень ошибок декодирования сообщений, определяемый требуемой вероятностью безошибочной передачи данных.

Используя матричные соотношения (1), несложно определить оценку вектора комплексных амплитуд сигналов по выходам АЦП приемного тракта, необходимую для демодуляции сообщений. С этой целью, воспользовавшись методом наименьших квадратов, следует минимизировать функционал невязок:

$$L = \{\dot{U} - FA\}^* \{\dot{U} - FA\} = \min. \quad (5)$$

Соответствующая оценка вектора амплитуд A , как известно, находится в виде:

$$\hat{A} = \{F^T F\}^{-1} F^T \dot{U}. \quad (6)$$

Отсюда, искомые квадратурные составляющие амплитуд сигналов на выходе АЦП могут быть вычислены по соотношениям:

$$A^c = \text{Re}(\{F^* F\}^{-1} \cdot F^* \cdot \dot{U}), \quad A^s = \text{Im}(\{F^* F\}^{-1} \cdot F^* \cdot \dot{U}), \quad (7)$$

где

$$A^c = [a_{H1}^c \quad a_{H2}^c \quad \dots \quad a_{HM}^c \mid a_{V1}^c \quad a_{V2}^c \quad \dots \quad a_{VM}^c]^T,$$

$$A^s = [a_{H1}^s \quad a_{H2}^s \quad \dots \quad a_{HM}^s \mid a_{V1}^s \quad a_{V2}^s \quad \dots \quad a_{VM}^s]^T.$$

Существенно, что в (7) могут быть подставлены матрицы F и вектора A , U в любой из трактовок (2)—(4). Следует отметить, что в данном случае при расчете максимального уровня кроссполяризационной помехи не берется во внимание размерность БПФ, поскольку кроссполяризационная помеха накапливается при синтезе БПФ-фильтров, подобно полезному сигналу, когерентно. К

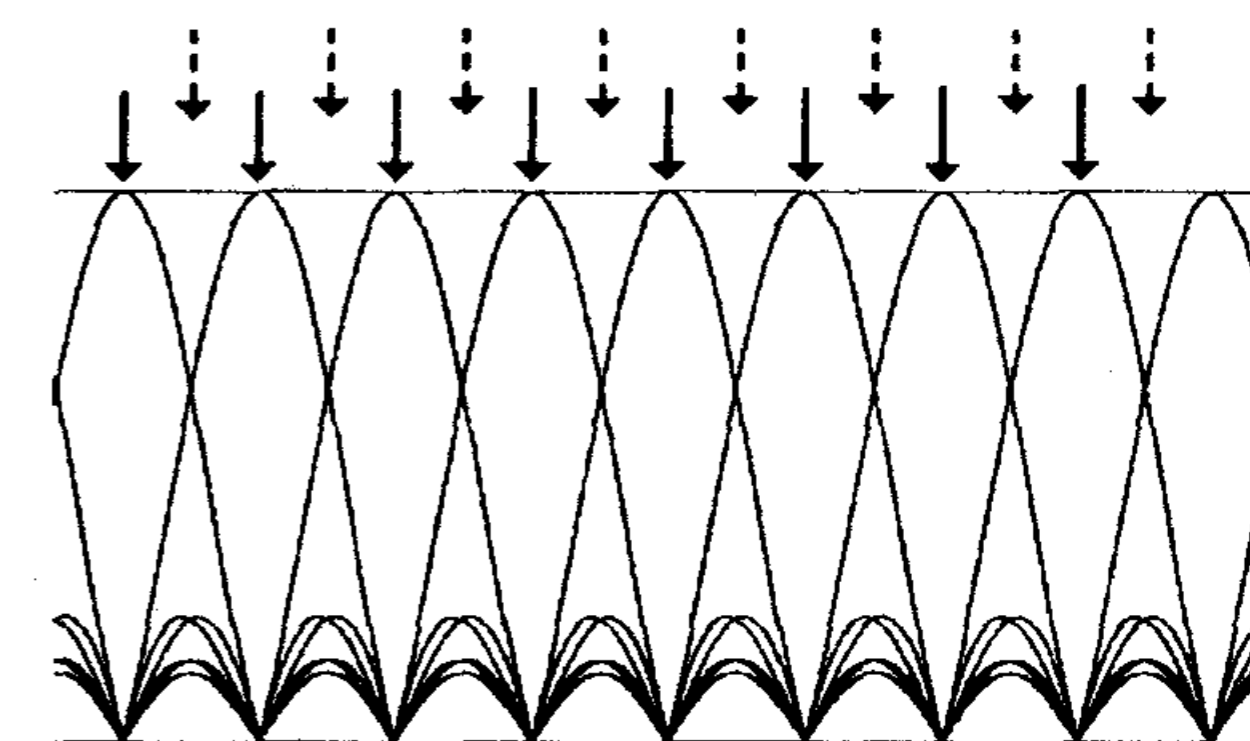


Рис. 1

тому же, процедура (6) позволяет оценить исходную амплитуду сигналов на входе операции БПФ, а не после нее.

Анализ предельных возможностей рассматриваемого подхода в интересах выбора конкретного алгоритма QAM-модуляции может осуществляться по известной методике расчета нижней границы Крамера-Рао (НГКР) для потенциально достижимой дисперсии ошибок измерения амплитудных составляющих [6]. Необходимая при этом матрица Фишера рассчитывается при условии некоррелированности гауссовых шумов ортогональных поляризаций в квадратурных составляющих напряжений по формуле:

$$I = \frac{1}{\sigma_{\text{шум}}^2} \cdot F^T F, \quad (8)$$

где F — рассмотренная в выражениях (1)–(7) матрица АЧХ фильтров БПФ в двух ортогональных поляризациях, $\sigma_{\text{шум}}^2$ — дисперсия шума в квадратурных составляющих напряжений сигналов (полагается одинаковой в квадратурных каналах обеих поляризаций).

Результаты расчета НГКР путем обращения (8) для случая нулевого коэффициента кроссполяризации q и $q \neq 0$ подтверждают очевидный вывод, что в отсутствие кроссполяризационных помех потенциальная точность демодуляции сообщений будет выше, чем при $q \neq 0$, даже в случае согласованной обработки, учитывающей известные параметры кроссполяризационной связи.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Слюсар В. И., Смоляр В. Г. Частотное уплотнение каналов связи на основе сверхрелеевого разрешения сигналов // Радиоэлектроника. — 2003. — № 7 — С. 30 — 39. (Изв. вузов).
2. Слюсар В. И., Смоляр В. Г. Метод неортогональной дискретной частотной модуляции сигналов для узкополосных каналов связи // Радиоэлектроника. — 2004. — № 4 — С. 53 — 59. (Изв. вузов).
3. Vinko Erceg, Pitchaiah Soma, Daniel S. Baum and Severine Catreux. Multiple-Input Multiple-Output Fixed Wireless Radio Channel Measurements and Modeling Using Dual-Polarized Antennas at 2.5 GHz. // IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 3, No. 6, November 2004. — <http://www.nari.ee.ethz.ch/comwth/pubs/files/twc04.pdf>.
4. R. U. Nabar. MIMO Channel Models. Lecture/ Eidgen?ssische Technische Hochschule Zurich, Communication Technology Laboratory. — <http://www.nari.ee.ethz.ch/comwth/teaching/mimo/lect3.pdf>.
5. Слюсар В. И. Обобщенные торцевые произведения матриц в моделях цифровых антенных решеток с неидентичными каналами. // Радиоэлектроника. — 2003. — № 10 — С. 15 — 26. (Изв. вузов).
6. Слюсар В. И. Информационная матрица Фишера для моделей систем, базирующихся на торцевых произведениях матриц // Кибернетика и системный анализ. — 1999. — № 4. — С. 141 — 149. (Изв. вузов).

ЦНИИ, Киев

Поступила в редакцию 08.02.06

СОДЕРЖАНИЕ

- Костенко П. Ю., Антонов А. В., Костенко Т. П. Анализ однозначности решения обратных задач хаотической динамики при обеспечении информационной скрытности в коммуникационных системах и сетях . 3
- Власов Б. И., Нечаев Ю. Б. Электродинамическая теория металлического зонда-рассеивателя для измерения амплитудно-фазового распределения поля в многомодовом волноводе 11
- Тихонов В. А., Нетребенко К. В. Комплексная обобщенная модель авторегрессии негауссовых процессов 21
- Костюков В. А., Петров Б. М. Возбуждение нелинейного вибратора Герца в слое диэлектрика на металле. 31
- Ри Бак Сон Частотный детектор с балансным амплитудным модулятором и генератором сдвига 42
- Звягинцев С. В., Селетков В. Л. Вариант идентификации линейного дискретного рекурсивного фильтра. 49
- Белоус Р. И., Моторненко А. П., Скуратовский И. Г., Хазов О. И. Волноводно-коаксиальный резонатор миллиметрового диапазона . . 55
- Кириченко А. Я., Мартынюк С. П., Моторненко А. П., Скуратовский И. Г. Волны шепчущей галереи в дисковом диэлектрическом резонаторе, расположенном на диэлектрической подложке 61
- Пономаренко В. И., Попов В. В., Виногородский Д. Ф. Компенсация экспериментальных погрешностей в многорезонансном методе измерения коэффициента отражения в волноводе. 66
- Ермолович И. Б., Миленин В. В., Редько Р. А., Редько С. Н. Влияние микроволнового облучения на излучательную рекомбинацию CdS . . 71
- Лебедев В. К. 180-градусный фазовый модулятор СВЧ (π -манипулятор) 76