

Сибирское отделение Российской Академии наук
Институт Ядерной физики им. Г.И. Будкера СО РАН

В.Э. Карлин

180-ГРАДУСНЫЙ СВЧ ФАЗОВРАЩАТЕЛЬ
НА МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ

ИЯФ 98-10

Новосибирск
1998

180-градусный СВЧ фазовращатель на микрополосковых линиях

В.Э. Карлин

Институт ядерной физики им. Г.И. Будкера
630090 Новосибирск, Россия

Аннотация

В настоящей работе описан микрополосковый ступенчатый фазовращатель с фазовым сдвигом 180° на частоте 2797 МГц, предназначенный для системы умножения мощности типа SLED. Электрическая схема и топология фазовращателя позволяют осуществлять простую перестройку фазы в широком интервале фазовых сдвигов, а также обеспечить разделение цепей высокой частоты и низкочастотных цепей управления без использования разделительных конденсаторов в микрополосковых линиях. Приводятся экспериментальные характеристики фазовращателя.

180° RF phase shifter with microstripline

V.E. Carlin

Budker Institute of Nuclear Physics
630090 Novosibirsk, Russia

Abstract

This paper describes the microstripline 180° step phase shifter at frequency 2797 MHz for the SLAC Energy Doubler (SLED) system. The circuit and phase shifter structure allow executing the simple regulation of phase at the wide interval phase shifts and also provide isolation of RF circuit and low frequency control circuit without blocking capacitor in the microstrip lines. The experimental characteristics of phase shifter are presented.

1 Введение

В системе умножения СВЧ мощности типа SLED [1] необходимым элементом является фазовращатель, который скачком изменяет фазу волны на 180 градусов. Переброс фазы обычно осуществляется на низком уровне мощности, что позволяет, при использовании маломощных переключаемых р-і-п диодов, получать малые времена переключения фазы (~ 20 нс). Разброс параметров диодов, технологические допуски, точность расчетов, как правило, не позволяют получить заданные параметры фазовращателя без дополнительной настройки. Поэтому, чтобы повысить точность установки фазы, в конструкциях фазовращателей должна быть предусмотрена соответствующая регулировка.

В настоящей работе описан микрополосковый фазовращатель, электрическая схема и топология которого позволяют осуществлять простую перестройку фазы, а также обеспечить разделение цепей высокой частоты и низкочастотных цепей управления без использования разделительных конденсаторов в микрополосковых линиях. Приводятся экспериментальные характеристики фазовращателя.

2 Схема и конструкция фазовращателя, экспериментальные характеристики

Электрическая схема фазовращателя (ФВ) без элементов цепей подачи управляющих напряжений показана на рис. 1. Фазовращатель состоит из 3 дБ двухшлейфного направленного ответвителя (НО) и

двух одинаковых одноступенчатых отражательных фазовращателей (ООФ). Каждый одноступенчатый отражательный фазовращатель выполнен на диоде, параллельно которому подключен закороченный на конце индуктивный шлейф, предназначенный для компенсации емкости диода. Мощность, поступающая на вход ФВ (плечо 1), делится

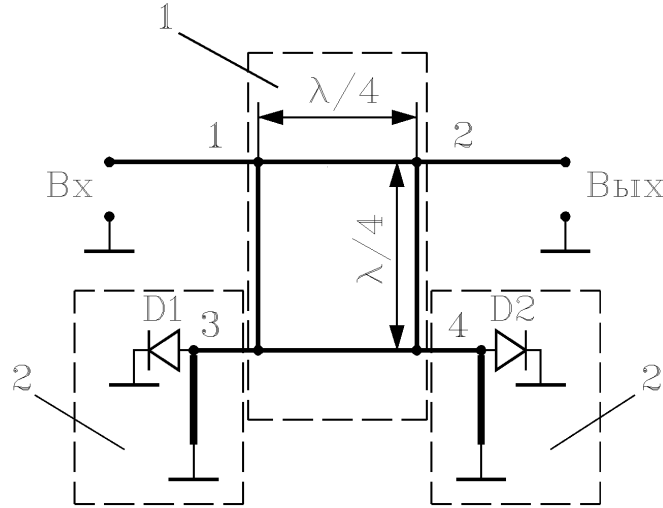


Рис. 1: Схема фазовращателя: 1 – 3 дБ направленный ответвитель; 2 – одноступенчатые отражательные фазовращатели.

пополам между плечами 3 и 4, в которые включены ООФ, отражается от них и поступает на выход (плечо 2). Скачкообразное изменение фазы сигнала в ООФ достигается с помощью р-і-п диодов. При переходе от открытого состояния р-і-п диода к закрытому происходит изменение входного сопротивления ООФ, что приводит к изменению фазы отраженного сигнала. Схема фазовращателя в двух состояниях диодов представляет четырехполюсники. Матрицы рассеяния таких четырехполюсников, полученные путем несложных преобразований из матрицы рассеивания квадратурного моста, нагруженного на выходах двумя одинаковыми двухполюсниками (ООФ) (стр. 121 [2]), имеют вид:

$$[S]_{1,2} = -j \cdot e^{-j2\beta_0 l} \cdot \begin{bmatrix} 0 & \rho_{1,2} \\ \rho_{1,2} & 0 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где l – длина отрезка микрополосковой линии с волновым сопротивлением Z_0 и волновым числом β_0 , включенного между плечом НО и входом ООФ; $\rho_{1,2}$ – коэффициент отражения на входе ООФ в состоя-

ниях 1 и 2, соответствующих подаче на диоды напряжения прямого и напряжения обратного смещения.

Коэффициенты $(S_{21})_{1,2}$ матриц (1), определяющие передачу сигнала через фазовращатель, будут равны:

$$(S_{21})_{1,2} = |\rho_{1,2}| \cdot e^{-j(\frac{\pi}{2} + 2\beta_0 l + \phi_{1,2})}, \quad (2)$$

где

$$|\rho_{1,2}| = \sqrt{\frac{(1 - G_{1,2})^2 + B_{1,2}^2}{(1 + G_{1,2})^2 + B_{1,2}^2}}, \quad (3)$$

$G_{1,2}$; $B_{1,2}$ – нормированные к волновой проводимости Z_0^{-1} (активная и реактивная составляющие входных проводимостей ООФ в двух состояниях диодов); $\phi_{1,2}$ – соответствующие фазы коэффициентов отражения; Z_0 – волновое сопротивление входных линий НО.

Фазовый сдвиг фазовращателя:

$$\Delta\phi = \arg(S_{21})_1 - \arg(S_{21})_2. \quad (4)$$

Как видно, при 3 дБ связи НО параметры ФВ определяются только параметрами ООФ, если потерями в линии передачи можно пренебречь. Матрицы (1) потери в линиях передачи не учитывают.

Для переключательных диодов обычно выполняются условия: $G_1 \gg 1$, $G_2 \ll 1$. В этом случае выражение для фазового сдвига преобразуется к виду:

$$|\Delta\phi| \approx 2 \cdot |\text{arctg}(B_2)|. \quad (5)$$

Для схемы фазовращателя на рис.1:

$$B_2 = \omega C Z_0 - \frac{Z_0}{Z_s} \cdot \text{ctg}(\beta_s l_s), \quad (6)$$

где ω – рабочая частота; C – емкость диода; β_s – эффективное волновое число микрополосковых линий шлейфов; Z_s, l_s – волновое сопротивление и длина шлейфов, соответственно.

При $B_2 = 0$ сдвиг фазы равен 180° , а потери в двух состояниях:

$$L_1 = 20 \cdot \lg \left| \frac{1 - G_1}{1 + G_1} \right| \text{ дБ}, \quad (7)$$

$$L_2 = 20 \cdot \lg \left| \frac{1 - G_2}{1 + G_2} \right| \text{ дБ}. \quad (8)$$

Если потери в ООФ обусловлены только потерями в диодах, то:

$$L_1 = 20 \cdot \lg \left| \frac{1 - \frac{Z_0}{r_+}}{1 + \frac{Z_0}{r_+}} \right| \text{ дБ} , \quad (9)$$

$$L_2 = 20 \cdot \lg \left| \frac{1 - \frac{Z_0}{R_-}}{1 + \frac{Z_0}{R_-}} \right| \text{ дБ} , \quad (10)$$

где r_+ , R_- – сопротивления диодов при напряжении прямого и напряжении обратного смещения. Сопротивление R_- равно [3]:

$$R_- = \frac{1}{(\omega \cdot C)^2 \cdot r_-} , \quad (11)$$

где r_- – последовательное сопротивление потерь диода при напряжении обратного смещения. Потери в использовавшихся диодах 2А517А-2 ($r_+ = r_- = 2.5$ Ом, $C = 0.3$ пФ) на частоте 2797 МГц при напряжении прямого и обратного смещения будут порядка 0.87 дБ и 0.06 дБ, соответственно.

Как видно из (6), за счет подбора Z_s , l_s можно реализовать требуемый фазовый сдвиг. В схеме на рис. 1 это достигается подбором длины шлейфа l_s при заданном значении Z_s .

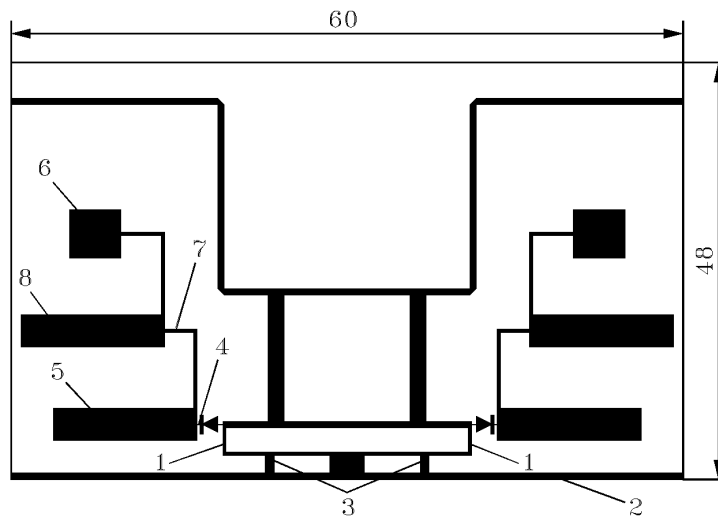


Рис. 2: Топология микрополосковой платы фазовращателя.

Фазовращатель выполнен на микрополосковых линиях (рис. 2). Токонводящие медные поверхности микрополосковых линий толщиной 1 мкм выполнены на подложке из поликора толщиной 1 мм с относительной диэлектрической проницаемостью 9.68 и тангенсом угла потерь

$\operatorname{tg} \delta = 10^{-4}$. В фазовращателе осуществлен описанный выше способ подстройки фазы – корректировка входных индуктивных проводимостей короткозамкнутых на конце шлейфов 1 путем изменения их длины. Этот способ сравнительно просто реализован в разработанной топологии (рис. 2). В последней использованы известные элементы, применяемые в коммутационных устройствах СВЧ, например, [4], [5]. Как видно, большая часть длины полосков шлейфов 1 расположена вдоль узкого металлического слоя 2, нанесенного по краю подложки и замкнутого по длине на металлизированную противоположную поверхность подложки (общий земляной проводник). Изменение длины каждого шлейфа достигается за счет изменения положения металлической перемычки 3, закорачивающей полосок шлейфа 1 на узкий металлический слой 2. Для обеспечения замыкания по высокой частоте, катоды р-і-п диодов 4 подсоединены к разомкнутым на конце четвертьволновым шлейфам 5 с волновым сопротивлением 25 Ом. Управляющее напряжение на р-і-п диоды подается через площадки 6 и высокоомные линии 7, которые для улучшения развязки СВЧ и низкочастотных цепей управления дополнительно шунтированы разомкнутыми на конце четвертьволновыми шлейфами 8. Длина высокоомных линий 7 выбрана таким образом, чтобы обеспечить разрыв цепи по высокой частоте в точке подключения шлейфов 5 к р-і-п диодам. Как видно из рисунка, низкочастотные цепи управления диодами замкнуты на землю через короткозамкнутые индуктивные шлейфы 1, подключенные к анодам диодов. Конструкция позволяет обходиться без разделительных конденсаторов, используемых, например, в фазовращателях в SLAC [6], [7].

Сдвиг фазы, потери и КСВН при работе на согласованную нагрузку в диапазоне частот микрополоскового фазовращателя приведены на рисунках 4,5,7. Для сравнения на рисунках 4,6,8 приводятся соответствующие характеристики волноводного фазовращателя, разработанного на основе двойного тройника, в симметричные плечи которого включены диоды (рис.3). Такой фазовращатель использовался при начальных испытаниях стенда прототипа форинжектора ВЭПП-5 [8]. Сравнительно большие потери микрополоскового фазовращателя

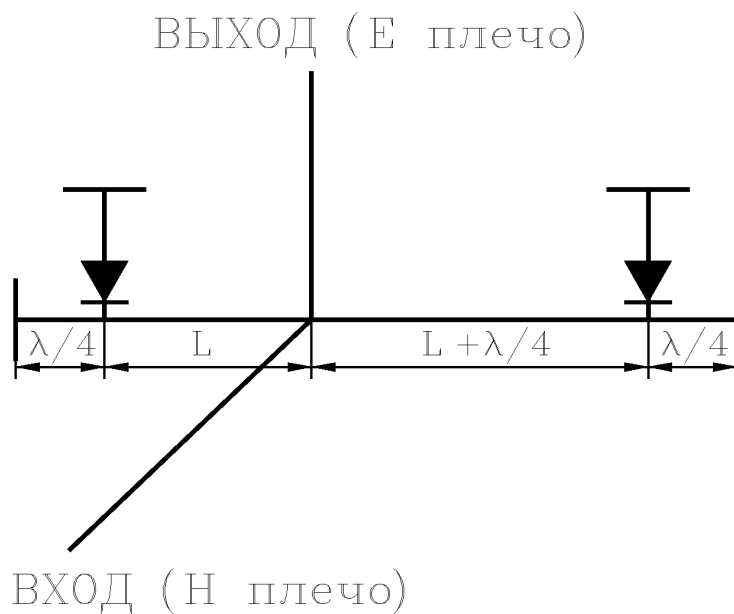


Рис. 3: Схема волноводного фазовращателя (λ – длина волны в волноводе).

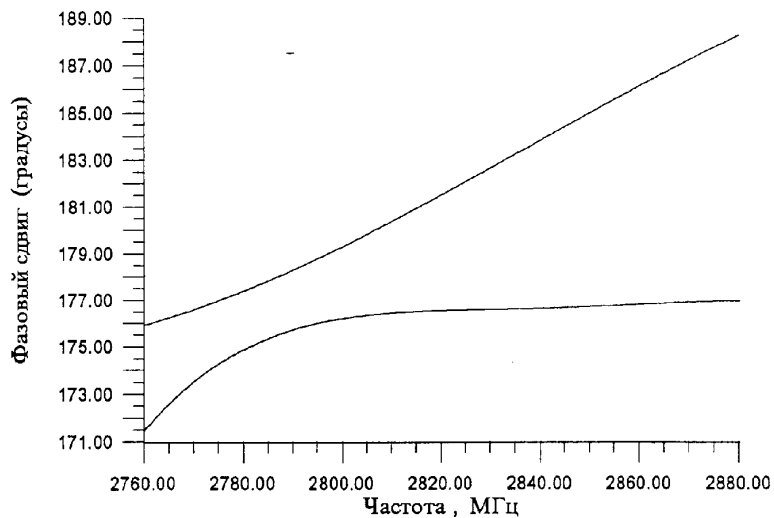


Рис. 4: Зависимость фазовых сдвигов от частоты микрополоскового (верхняя кривая) и волноводного (нижняя кривая) фазовращателей.

в значительной степени объясняются некачественным нанесением металлического слоя.

Зависимость сигнала на выходе системы умножения мощности SLED от параметров фазовращателя можно оценить на основе выражения для модуля коэффициента умножения по напряжению [9]:

$$K = \sqrt{(K_0 - 1)^2 + 2 \cdot (K_0 - 1) \cdot \alpha \cdot \cos(\delta\phi) + \alpha^2}, \quad (12)$$

где K_0 – коэффициент умножения по напряжению при фазовом сдвиге 180° и равных амплитудах падающей волны на входе умножителя до и после переключения фазы; $\delta\phi$ – отклонение фазового сдвига от 180° ; α – отношение амплитуд падающих волн на входе умножителя мощности (на выходе фазовращателя) до и после переключения фазы.

Описанный микрополосковый фазовращатель испытан в системе умножения мощности SLED прототипа форинжектора ВЭПП-5 для которого расчетное значение $K_0 = 2.148$ [8]. Из-за погрешности измерительного прибора, использовавшегося при настройке фазовращателя, возможный разброс фазовых сдвигов $\delta\phi = \pm 3^\circ$. Подставляя K_0 , $\delta\phi$ и α в уравнение (2.12), находим $K = 2.141$, где $\alpha = 0.993$ найдено из рис.5 (на рабочей частоте 2797 МГц). Соответствующее отклонения коэффициента умножения мощности K от K_0 равно: $\Delta K = 0.006$, что составляет, в указанном диапазоне частот, всего 0.36%.

Для сравнения, соответствующие значения ΔK будут равны: при $\alpha = 1$ и $\delta\phi = \pm 3^\circ$

$$\Delta K = 7.3 \cdot 10^{-4},$$

при $\delta\phi = 0$ и соответствующем рисунку 5 значению $\alpha = 0.993$

$$\Delta K = 7 \cdot 10^{-3}.$$

Коэффициент умножения мощности и время переключения, измеренные при испытаниях микрополоскового фазовращателя, были порядка расчетных. В настоящее время описанный фазовращатель используется в стенде прототипа форинжектора ВЭПП-5.

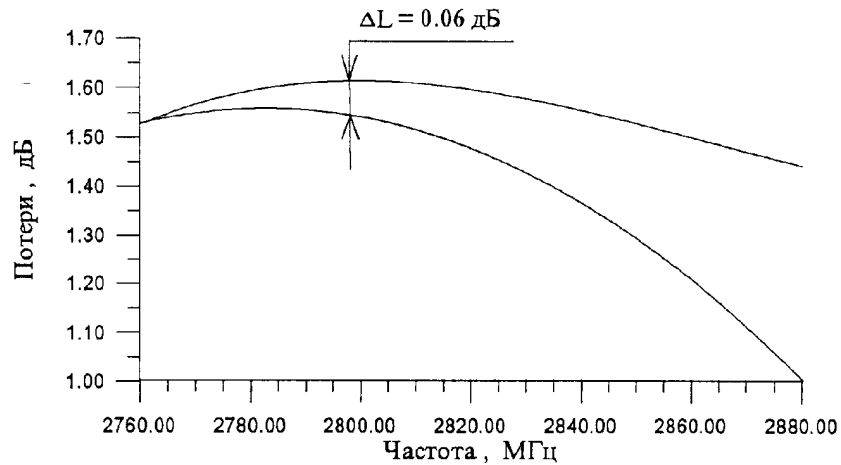


Рис. 5: Зависимость потерь от частоты для микрополоскового фазовращателя (верхняя кривая для открытых диодов, нижняя для закрытых диодов).

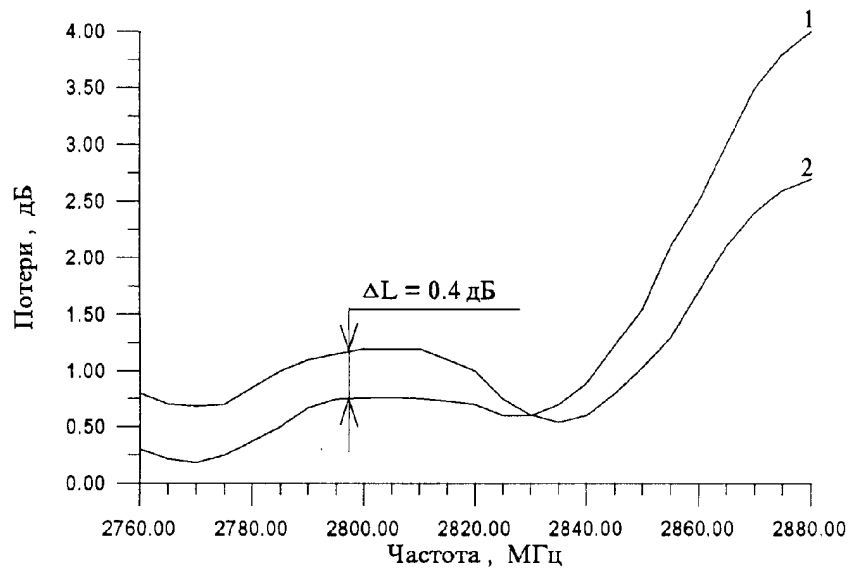


Рис. 6: Зависимость потерь от частоты для волноводного фазовращателя (кривая 1 для открытых диодов, кривая 2 для закрытых диодов).

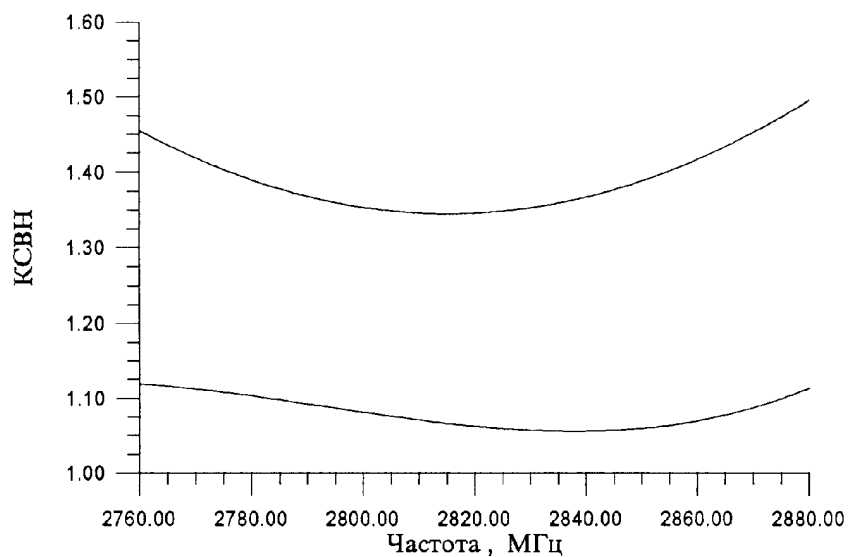


Рис. 7: Зависимость КСВН от частоты микрополоскового фазовращателя (верхняя кривая для закрытых диодов, нижняя кривая для открытых диодов).

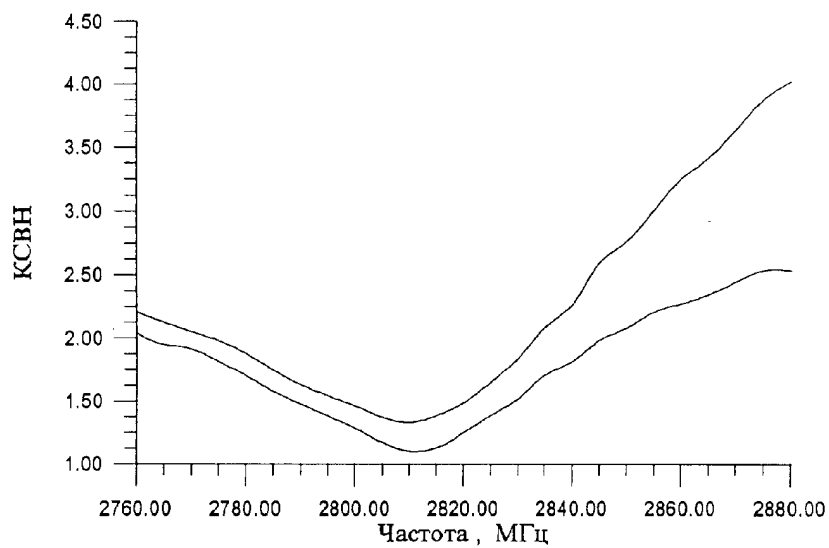


Рис. 8: Зависимость КСВН от частоты волноводного фазовращателя (верхняя кривая для открытых диодов, нижняя кривая для закрытых диодов).

ЛИТЕРАТУРА

1. *Farkas Z.D., Hogg H.A., Loew G.A., Wilson P.B.* SLED: a method of doubling SLAC's energy. slac-pub-1453, June 1974.
2. *Сазонов Д.М.* Антенны и устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, 1988.
3. *Вайсблат А.В.* Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах. – М.: Радио и связь, 1987.
4. *Веселов Г.И., Егоров Е.Н., Алексин Ю.Н. и др.* Микроэлектронные устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, 1988.
5. *Воробьев В.В.* Устройства электронного управления лучом фазированных антенных решеток. – Зарубежная радиоэлектроника., N1, 1976.
6. *Pellegrin J., Schwarz H.* Electronics for the control of the RF system. slac-pep-not-330, March 1980.
7. *Fox J.D., Schwarz H.* A microprocessor controlled phase measurement system for 2856 MHz pulses. slac-pub-2902, April 1982.
8. *Александров А.В., Авиллов М.С. и др.* Испытание прототипа форинжектора ВЭПП-5. – Препринт ИЯФ СО РАН 97-64. Новосибирск, 1997.
9. *Павлов В.М.* Система умножения мощности SLED. Препринт ИЯФ СО РАН 97-94. Новосибирск, 1997.

В.Э. Карлин

**180-градусный фазовращатель
на микрополосковых линиях**

V.E. Carlin

180° RF phase shifter with microstripline

ИЯФ 98-10

Ответственный за выпуск А.М. Кудрявцев

Работа поступила 16.02. 1998 г.

Сдано в набор 10.03.1998 г.

Подписано в печать 10.03.1998 г.

Формат бумаги 60×90 1/16 Объем 0.8 печ.л., 0.7 уч.-изд.л.

Тираж 80 экз. Бесплатно. Заказ № 10

Обработано на IBM PC и отпечатано на
ротапринте ИЯФ им. Г.И. Будкера СО РАН,
Новосибирск, 630090, пр. академика Лаврентьева, 11.