

УДК 662.396.67: 621.314.6

М. А. ОМАРОВ, канд. техн. наук, Д. В. ГРЕЦКИХ, В. М. ШОКАЛО, д-р техн. наук

ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ АНТЕНН-ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

Данная работа является продолжением статьи [1], и ее цель заключается в оценке потенциальных возможностей антенн-выпрямителей (ректенн) миллиметрового диапазона волн с помощью методов анализа, опубликованных в [1-5].

Исследовались антенны-выпрямители с рабочей частотой 35 ГГц, излучающая структура которых была выполнена либо в виде системы бесконечных коллинеарных ленточных микрополосковых проводов, в разрывы которых через равные промежутки включены диоды Шоттки (рис. 1), либо в виде косоугольной сетки (рис. 2).

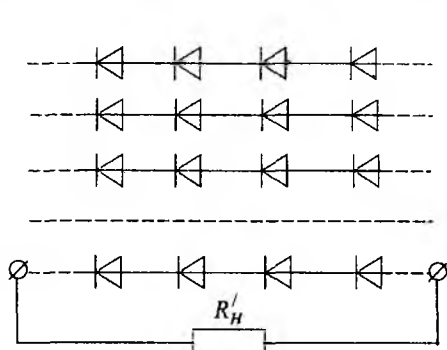


Рис. 1

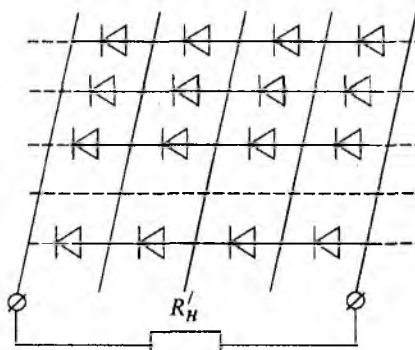


Рис. 2

Предполагалось, что в изучаемых структурах использовался корпусной диод Шоттки, параметры которого даны в [1], а к излучающим структурам может быть применено приближение бесконечной решетки. Геометрия ячеек Флоке типа «коллинеарные провода» и типа «прямоугольной сетки» приведена на рис. 3 а, б. Излучающая структура располагалась на диэлектрической подложке с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=2,2$ и высотой kh (k – волновое число свободного пространства).

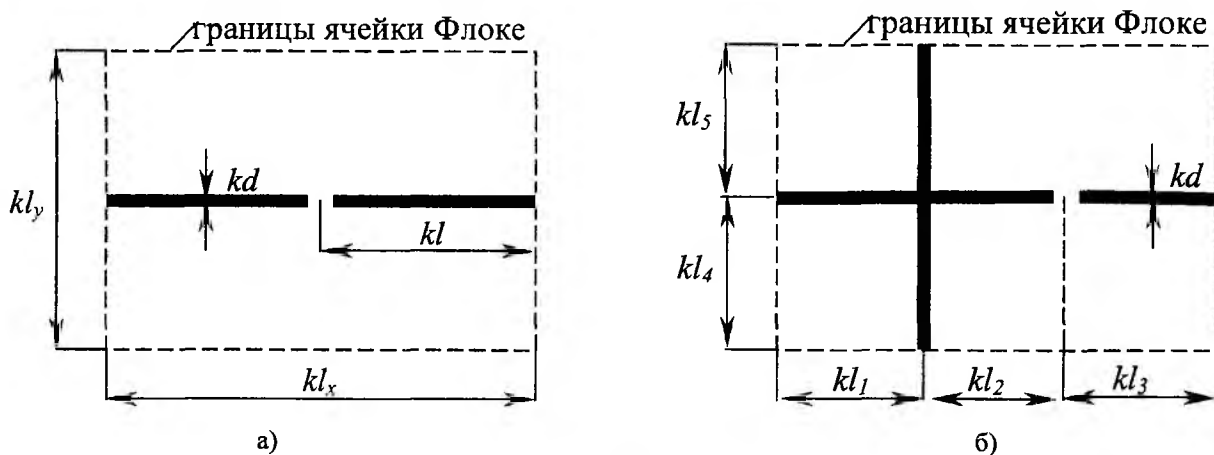


Рис. 3

Рассмотрим результаты численных исследований излучающей структуры типа «коллинеарные провода». Изучалась возможность настройки в резонанс данной структуры совместно с паразитными элементами корпуса диода Шоттки при различных значениях площади ячейки Флоке ($kl_x \times kl_y$) (см. работу [1]).

В табл. 1 представлены данные расчетов структуры типа «коллинеарные провода» при $kh=1,35$ с такими же обозначениями, как и в работе [1], при ширине микрополоска $kd=0,125$ и напряженности поля в свободном пространстве $E = 1/\lambda$. Через P_a в табл. 1 обозначена мощность, извлекаемая одной ячейкой из поля падающей волны.

Таблица 1

$kl_x \times kl_y$	3,0×3,0	2,5×2,5	1,6×1,6	1,5×1,5	1,4×1,4	1,0×1,0
Z_{ax} , Ом	265-j394	412-j197	234-j87	223-j92	212-j99,5	186-j130
Z_{bx} , Ом	7,44-j0,51	8,4-j1,39	11,7-j1,7	12-j1,4	12,2-j1,0	12,2-j0,34
e_{xx} , В	0,95	0,982	0,475	0,434	0,395	0,264
η_1	0,3	0,44	0,577	0,58	0,577	0,548
P_a , Вт	0,422	0,293	0,12	0,1	0,092	0,047
S_d/λ^2	0,159	0,11	0,045	0,0377	0,0346	0,0177
S_e/λ^2	0,228	0,158	0,0649	0,0571	0,0498	0,0253
S_d/S_e	0,697	0,696	0,693	0,66	0,694	0,7

На рис. 4 приведена зависимость η_1 от размера ячейки kl .

Проведем анализ полученных данных. С уменьшением геометрической площади ячейки $S_2 = l_x \times l_y$ напряжение холостого хода e_{xx} , наводимое плоской падающей волной на решетке провода ячейки, уменьшается. Уменьшается и извлекаемая ячейкой из приходящего поля мощность P_a . Однако резонансное сопротивление R_{ax} монотонно растет, что на основании результатов [1] указывает на увеличение КПД η_1 . Зависимость η_1 от величины $kl=kl_x \times kl_y$ приведена на рис. 4 и имеет пологий максимум в точке $kl=1,5$. Интересно отметить, что в точке максимального КПД отношение действующей площади ячейки $S_d = 120\pi P_a / E^2$ к геометрической минимально.

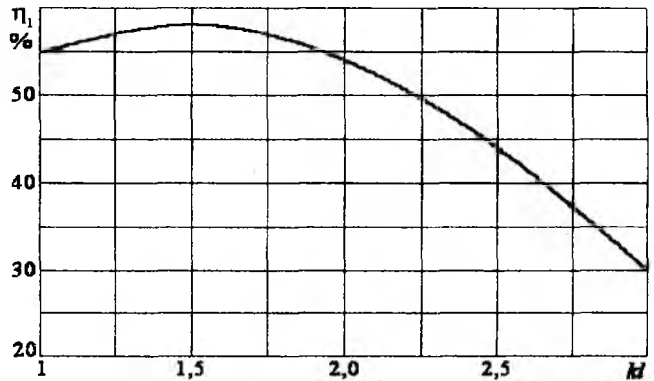


Рис. 4

Исследовались также направленные свойства ячейки периодичности, которые важно знать при расчете ректенн с учетом влияния квадратичного фазового распределения [6].

Зависимости $\frac{e_{xx}}{e_{xx \max}} = f(\Theta)$ (Θ – меридиальный угол) и $\frac{e'_{xx}}{e'_{xx \max}} = f'(\Theta)$ представлены на рис. 5 (а – $kl_x \times kl_y = 3,0 \times 3,0$; б – $kl_x \times kl_y = 2,5 \times 2,5$; в – $kl_x \times kl_y = 1,6 \times 1,6$; г – $kl_x \times kl_y = 1,5 \times 1,5$; д – $kl_x \times kl_y = 1,4 \times 1,4$; е – $kl_x \times kl_y = 1,0 \times 1,0$). С уменьшением площади ячейки величины e_{xx} и e'_{xx} монотонно убывают с ростом величины Θ в интервале $0^\circ - 90^\circ$. При значениях $kl \leq 1,6$ в точке $\Theta = 0^\circ$ появляется провал, который углубляется если, $kl \rightarrow 1,0$. Эффект появления провалов в диаграмме направленности известен и поясняется возникновением поверхностных волн в периодических структурах [7]. Этот эффект можно не учитывать, так как в пересчитанных ко

входу диода диаграммах направленности $\frac{e_{xx}}{e_{xx \max}} = f(\Theta)$ провалы отсутствуют.

Характеристикам направленности ячейки периодичности присущ и другой эффект – сужение диаграммы направленности $\frac{e'_{xx}}{e'_{xx \max}} = f'(\Theta)$ относительно диаграммы $\frac{e_{xx}}{e_{xx \max}} = f(\Theta)$ при $kl \leq 1,6$. Данный эффект может проявиться в том, что при квадратичном фазовом распределении падающего на ректенну пучка различные участки ее апертуры будут существенно

отличаются как эквивалентные генераторы постоянного тока. В конечном итоге это приведет к уменьшению КПД сбора [8].

Данные о результирующем КПД выпрямлении $\eta_e = \eta_1 \eta_2$ приведены в табл. 2.

Таблица 2

kh	$Z_{ax}, \text{ Ом}$	η_1	η_2	η_e
1,35	12,2-j1,1	0,578	0,4	0,231
1,5	16,0-j2,0	0,667	0,43	0,286

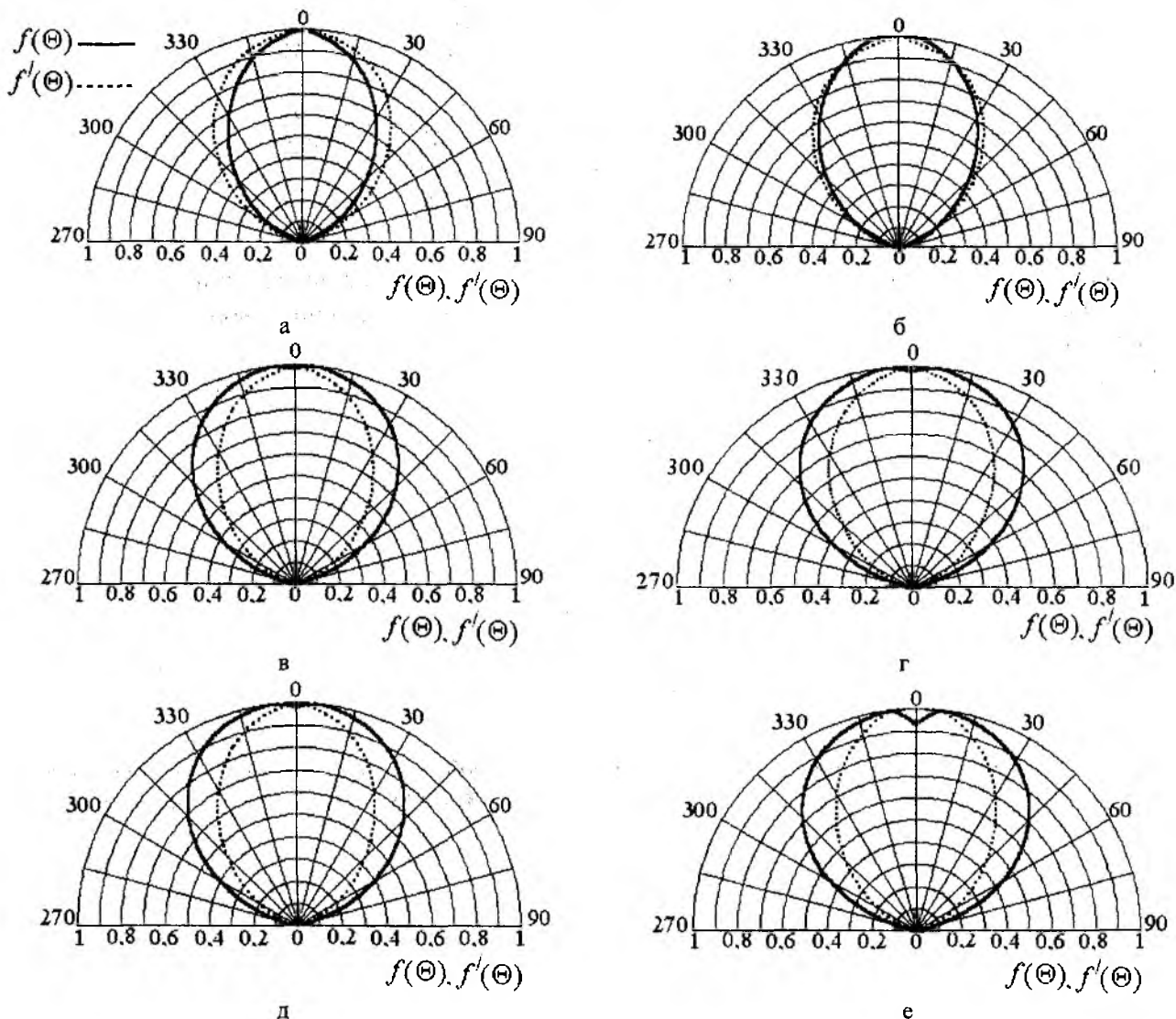


Рис. 5

Расчет КПД выпрямления резистивной нелинейности η_2 проводился по методике [9] при входной мощности P_{ax} , равной допустимой мощности диода Шоттки $P_d=0,1$ Вт с учетом влияния пяти гармоник. Результаты расчетов уровня излучения ячейки периодичности на частотах n гармоник ξ_n приведены в табл. 3. Здесь $\xi_n = 10 \lg \frac{P_{\Sigma n}}{P_{ax}}$, где $P_{\Sigma n}$ – мощность, излучаемая на частотах гармоник и равная величине

$$P_{\Sigma n} = P_n K_p(nf_1) = \frac{1}{2} I_n^2 \operatorname{Re}\{Z_{ax}(nf_1)\} K_p(nf_1),$$

где P_n – мощность n -й гармоники, выделяемая на реальной части входного сопротивления $Z_{ex}(nf_1)$ эквивалентной схемы в сечении $a-a'$ (см. рис. 1 в [1]) на частотах гармоник рабочей частоты f_1 ; $K_p(nf_1)$ – коэффициент передачи мощности n -й гармоники от сечения $a-a'$ до входных клемм излучателя (см. рис. 1, в [1]).

В табл. 3 представлены данные о фильтрации гармоник при $P_{ex}=0,1$ Вт.

Таблица 3

f/f_1	2	3	4	5
$kh=1,35$				
$Z_{ex}(nf_1), \text{ Ом}$	$0,63-j23,7$	$5,7 \cdot 10^{-2}-j88,8$	$1,5 \cdot 10^{-2}-j9,2$	$5,7 \cdot 10^{-3}-j7,2$
$K_p(nf_1)$	$3,7 \cdot 10^{-2}$	$7,5 \cdot 10^{-4}$	$7,5 \cdot 10^{-5}$	$1,2 \cdot 10^{-2}$
$P_n, \text{ Вт}$	$4,03 \cdot 10^{-4}$	$8,2 \cdot 10^{-7}$	$1,4 \cdot 10^{-6}$	$9,1 \cdot 10^{-7}$
$\zeta, \text{ дБ}$	-48,8	-82,2	-89,8	-69,6
$kh=1,5$				
$Z_{ex}(nf_1), \text{ Ом}$	$0,66-j23,6$	$5,7 \cdot 10^{-2}-j88,1$	$1,5 \cdot 10^{-2}-j9,2$	$5,8 \cdot 10^{-3}-j7,2$
$K_p(nf_1)$	$7,3 \cdot 10^{-2}$	10^{-3}	$2,3 \cdot 10^{-2}$	$2,9 \cdot 10^{-2}$
$P_n, \text{ Вт}$	$2,7 \cdot 10^{-4}$	$7,9 \cdot 10^{-7}$	$1,6 \cdot 10^{-6}$	$9,0 \cdot 10^{-7}$
$\zeta, \text{ дБ}$	-47,1	-81,0	-64,3	-65,8

Анализируя полученные результаты, на основании данных работы [1] можно сказать, что основной причиной, обуславливающей невысокий КПД выпрямления η_6 , является низкое значение R_{ex} . Многочисленные численные эксперименты показали, что в структуре типа «коллинеарные провода» нельзя достичь сопротивления $R_{ex} \approx (40-50)$ Ом, что обеспечило бы максимальное значение величин η_1 и η_2 (см. рис. 2, в [1]). Наилучшим способом варьирования величиной R_{ex} , как показала серия расчетов, является изменение высоты kh . Максимальное значение R_{ex} , а, следовательно, и результирующего КПД, было достигнуто при $kh=1,5$ (табл. 2). Однако оно всего на несколько процентов больше величины η_6 при $kh=1,35$.

Эффективный способ увеличения КПД – это уменьшение сопротивления потерь R_n диода Шоттки. Зависимость $\eta_1=f(R_n)$ для структуры типа «коллинеарные провода» представлена на рис. 6. Так как в перспективе сопротивление потерь диода Шоттки может быть снижено до величины 2 Ома [10], то следует ожидать увеличения КПД η_1 примерно на 20%. В табл. 4 представлены данные о КПД при различных сопротивлениях потерь при $kh=1,35$.

Таблица 4

Тип структуры	$R_n, \text{ Ом}$	$Z_{ex}, \text{ Ом}$	η_1	η_2	η_6
Коллинеарные провода	4,85	$12,2-j1,0$	0,577	0,4	0,23
	2	$9,64+j0,7$	0,768	0,3	0,23
Сетка	4,85	$16,3-j1,35$	0,66	0,44	0,29
	2	$14,0+j1,12$	0,825	0,42	0,35

Однако в структуре «коллинеарные провода» это не приводит к росту результирующего КПД, так как сопротивление R_{ex} становится меньше 10 Ом, падает значение η_2 и в итоге величина η_6 остается постоянной (табл. 4).

Важной особенностью исследованной структуры является весьма малое активное сопротивление $R_{ex}(nf_1)$ на частотах гармоник (табл. 3). Причем эта особенность устойчиво сохраняется при различных значениях высоты kh . Малые значения $R_{ex}(nf_1)$ с одной стороны приводят к низким коэффициентам передачи $K_p(nf_1)$, а с другой – к незначительному преобразованию в процессе выпрямления мощности падающего луча в мощности высших гармоник P_n . Благодаря этим двум

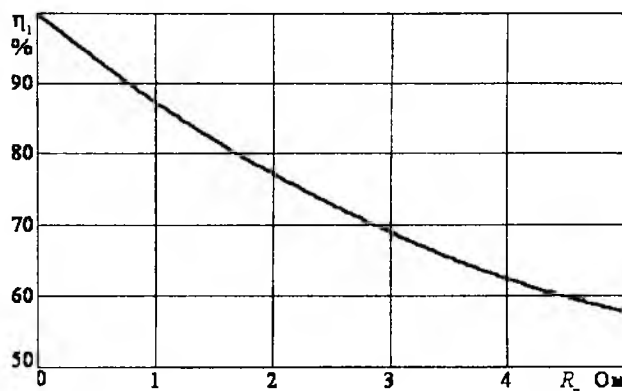


Рис. 6

причинам обеспечивается существенное подавление внешнего излучения. Таким образом, структура «коллинеарные провода» совместно с паразитными элементами корпуса образует естественный фильтр гармоник с уровнем подавления не хуже -50 дБ.

Один из недостатков структуры типа «коллинеарные провода» – это последовательное соединение ячеек по постоянному току, так как в этом случае не всегда удается подобрать нужную величину R_H' (см. рис. 1) при энергоснабжении какого-либо объекта. Более гибкой является последовательно-параллельная схема сбора, которая естественным образом образуется в структуре типа «сетка» (рис. 2).

Исследования сетки (с размерами: $kh=1,35$; $kl=1,5$; $kl_1=kl_2=kl_3=kl/3$; $kl_4=kl_5=kl/2$) показали, что она обладает теми же свойствами, что и «коллинеарные провода». Например, обеспечивает низкие значения величин $R_{ex}(nf_1)$ (см. табл. 5) и характеристику направленности без провалов изображенную на рис. 7 ($kl_x \times kl_y=1,4 \times 1,4$).

Таблица 5

f/f_1	2	3	4	5
$Z_{ex}(nf_1), \text{ Ом}$	$0,65-j23$	$5,7 \cdot 10^{-2}-j12,9$	$1,57 \cdot 10^{-2}-j99,7$	$5,9 \cdot 10^{-3}-j7,2$
$K_n(nf_1)$	$7,15 \cdot 10^{-2}$	$1,02 \cdot 10^{-3}$	$2,16 \cdot 10^{-2}$	$3,96 \cdot 10^{-2}$

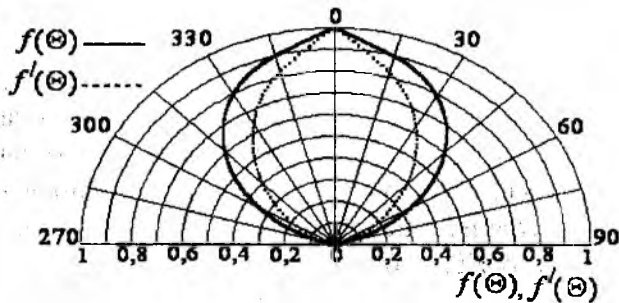


Рис. 7

Наилучшие параметры структуры типа «сетки» были найдены в случае прямоугольной ячейки при $kl=1,5$ и $kh=1,35$. Они приведены в табл. 4 совместно с параметрами структуры типа «коллинеарные провода». Нетрудно сделать вывод, что «сетка» более эффективна, так как обеспечивает более высокий КПД выпрямления η_e .

Обе исследованные структуры обладают одним общим свойством – область максимальных КПД лежит в пределах $(1-1,5) kl$, то есть геометрические размеры ячейки меньше примерно на полпорядка, чем длина рабочей волны.

В силу плотного размещения диодов на подложке такие структуры могут быть отнесены к классу антенн с распределенными нелинейными элементами. Основное их достоинство – возможность реализации высоких значений мощности постоянного тока снимаемой с 1 м^2 апертуры ректенны при КПД выпрямлении (в перспективе) около 30%.

Список литературы: 1. Омаров М.А., Грецьких Д.В. Приближенная модель расчета КПД выпрямления крупноапертурных ректенн // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 129. С.43 – 45
 2. А.И. Лучанинов, А.А. Коновальцев и др. Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии 1) // Там же 2001. Вып. 117. С. 78 – 84. 3. То же 2) // Там же 2001. Вып. 118. С. 3 – 7. 4. То же 3) // Там же 2001. Вып. 119. С. 199 – 210. 5 То же 4) // Там же 2001. Вып. 120. С. 8 – 11.
 6. В.М. Шокало, М.А. Омаров и др. Моделирование крупноапертурных ректенн космических энергосистем 1) // Там же 2001. Вып. 121. С. 3 – 10. 7. Корниенко Л.Г. Теория и техника излучающих и направляющих систем. Изд. ХВУ, 1994, 625 с. 8. В.М Шокало, А.М. Рыбалко и др. Эффективность микроволновых систем беспроводной передачи энергии при неоптимальном КПД перехвата // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 9. Лучанинов А.И., Шифрин Я.С. Антенны с нелинейными элементами // Справочник по антенной технике. Т.1/ Под ред. Л.Д. Бахраха, Е.Г. Зелкина. М.: ИПРЖР, 1997. С. 207 – 235. 10. Tae-Whan Yoo, Kai Chang Theoretical and experimental development of 10 and 35 GHz Rectennas // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. Vol. 40, NO. 6. June 1992. Pp. 1259 – 1266.