

УДК 621.3.049

А.А.Елизаров, Э.А.Закирова

Анализ паразитных колебаний и волн в микрополосковых линиях с учетом многомодовой дисперсии

Проанализированы физические особенности паразитных колебаний и волн в микрополосковых линиях с учетом многомодовой дисперсии. Проведена оценка высоты микрополоскового проводника, допустимая для передачи неискаженного цифрового сигнала.

микрополосковая линия, паразитные типы волн, многомодовая дисперсия, эффективная диэлектрическая проницаемость

Одной из серьезных проблем микрополосковой техники является необходимость оценки и учета величины диэлектрических потерь. Актуальность этой проблемы подтверждается требованием создания линий передачи и резонаторов с высокой добротностью, которая должна сохраняться в течение всего срока службы СВЧ устройства. Поэтому предпочтение отдается многослойным керамическим подложкам, например, на основе алюмооксидной керамики, либо нитрида алюминия, у которых в СВЧ диапазоне потери в диэлектрике крайне низки. Для снижения потерь, вызванных поверхностным эффектом, увеличивают габаритные размеры микрополосковых линий (МПЛ), располагая их на некоторой высоте над опорными слоями керамической подложки. Увеличение ширины, а значит, и площади поверхности микрополоскового проводника, вызывает снижение его волнового сопротивления по переменному току. Такой метод ограничения потерь в МПЛ является стандартным и хорошо зарекомендовавшим себя при проектировании аналоговых СВЧ устройств [1–4].

Следует также отметить, что в настоящее время микрополосковая техника широко применяется для создания различных цифровых схем и устройств, работающих в диапазоне до нескольких десятков ГГц [5]. Рассмотренный выше метод ограничения потерь для них неприемлем по двум причинам. Во-первых, с увеличением габаритных размеров микрополосковых проводников, пропорционально квадрату высоты линии растут перекрестные помехи в соседних печатных дорожках, что требует их разнесения на значительные расстояния. Во-вторых, в крупногабаритных МПЛ возникает многомодовый режим, то есть возбуждение нескольких типов волн, отличных от ТЕМ. При этом каждая мода характеризуется собственной скоростью распространения. Поэтому даже если вся входная мощность одновременно переходит в мощность нескольких типов волн, они не достигают конца линии синфазно, что и является причиной искажения цифрового сигнала.

Проанализируем ниже физические особенности возникновения паразитных типов колебаний и волн в МПЛ и проведем оценку высоты микрополоскового проводника на керамической подложке, допустимую для передачи неискаженного цифрового сигнала.

Конструктивно МПЛ состоит из узкой металлической полоски и заземляющей плоскости, разделенных тонким слоем диэлектрика [6–8] (рис. 1,а). Щелевая линия геометрически дуальна МПЛ и представляет собой узкий зазор между двумя нанесенными на диэлектрическую подложку проводящими плоскостями, одна из которых заземлена (рис. 1,б).

Копланарный волновод (рис. 1,в) состоит из центрального проводника и параллельных ему заземляющих плоскостей, расположенных симметрично по обе стороны от него на диэлектрической подложке.

Копланарные полосковые линии (рис. 1,г) геометрически дуальны копланарному волноводу и состоят из двух проводящих полосок, разделенных зазором, одна из которых заземлена.

Основные виды потерь в рассматриваемых МПЛ на керамических подложках с высокой диэлектрической проницаемостью – это потери в металлизации и диэлектрике. Причем первые, как правило, выше. Поэтому потери в линиях, в которых плотность тока максимальна на сторонах металлических полосок, обращенных друг к другу, меньше потерь в остальных линиях, где возрастание плотности тока наблюдается вблизи края металлических проводников у разделяющего их зазора.

Паразитные колебания и волны в МПЛ возникают при приближении длины волны передаваемого сигнала к ее габаритным размерам. При расположении микрополосковой дорожки непосредственно на керамической подложке, в структуре распространяется квази-Т волна, а также волна HE_1 , имеющая наименьшую критическую частоту. Если проводник МПЛ поднят достаточно высоко над опорным керамическим слоем, часть энергии СВЧ сигнала переносится в виде Т-волны, а другая часть распространяется в виде гибридных колебаний, отражающихся от его границ. Таким образом, проявляется дисперсия, приводящая к задержке различных волн сигнала из-за отличия их фазовых скоростей.

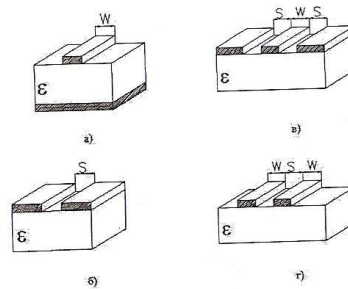


Рис. 1. Конструкции микрополосковых линий: а) микрополосковая, б) щелевая, в) копланарный волновод, г) копланарная полосковая

Пороговую частоту, с которой начинается многомодовый режим в МПЛ, можно оценить приближенно как частоту, равную 1/10 от критической частоты, определяемой по формуле

$$f_{кр} = \frac{c}{2b\sqrt{\epsilon_r}}$$

где ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость материала подложки, b – ее толщина. Так для алумоксидной керамики с $\epsilon_r = 9,8$ и толщиной 0,5 мм, $f_{кр} = 95,8$ ГГц. Однако данный результат получен без учета дисперсии.

Оценить влияние дисперсии при многомодовом режиме колебаний в МПЛ можно по изменению эффективной диэлектрической проницаемости $\epsilon_{эфф}$ материала подложки. С погрешностью, не превышающей $\pm 1\%$, это изменение можно вычислить по следующим аппроксимированным формулам [1]:

$$\sqrt{\epsilon_{эфф}} = \frac{\sqrt{\epsilon_r} - \sqrt{\epsilon_{эфф}}}{1 + 4F^{-1.5}} + \sqrt{\epsilon_{эфф}},$$

$$F = \frac{4H\sqrt{\epsilon_r - 1}f}{c} \left\{ 0,5 + \left[1 + 2 \lg \left(1 + \frac{W}{H} \right) \right]^2 \right\},$$

где $\epsilon_{эфф}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость на произвольной частоте f , $\epsilon_{эфф}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость на низкой частоте; W , H – ширина и толщина микрополоскового проводника, c – скорость света в вакууме.

На рис. 2 показаны зависимости эффективной диэлектрической проницаемости МПЛ от нормированной частоты f_n при $W/H = 0,1$ [9]. По мере увеличения частоты $\epsilon_{эфф}$ растет и на очень высоких частотах приближается к относительной диэлектрической проницаемости ϵ_r подложки, что является следствием концентрации энергии электрического поля над микрополосковой дорожкой.

Более сложным является оценка дисперсии в связанных МПЛ, между которыми существует электромагнитное взаимодействие. Такие линии находят применение в гибридных и объемных интегральных схемах СВЧ, при разработке микрополосковых фильтров, направленных ответвителей и т.д. (рис. 3) [1, 6–8]. В этом случае, на основании характеристик связанных линий рассчитывают емкостную связь между соседними проводниками, которая в одних случаях может являться паразитной, а в других ее успешно применяют, например, для создания встречно-штыревых конденсаторов.

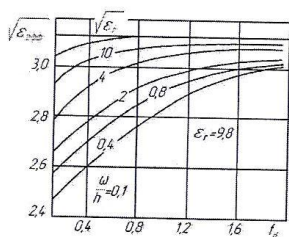


Рис. 2. Зависимости эффективной диэлектрической проницаемости от нормированной частоты

Две связанные линии передачи можно охарактеризовать волновыми сопротивлениями $Z_{a,cf}$, $Z_{a,nf}$ и фазовыми скоростями $V_{ф,cf}$, $V_{ф,nf}$ для синфазного и противофазного типов возбуждений. Величины $Z_{a,cf}$, $V_{ф,cf}$ определяются при условии, что оба полоска находятся под одним и тем же потенциалом относительно заземляющей плоскости, а величины $Z_{a,nf}$, $V_{ф,nf}$ – когда проводники возбуждаются с равными по абсолютной величине, но противоположными по знаку напряжениями. В зависимости от вида возбуждения постоянные распространения волн и соответствующие им потери будут различными. Так при противофазном возбуждении напряженность электрического поля вблизи зазора, разделяющего полоски, сильно возрастает, что в несколько раз увеличивает рост потерь по сравнению с синфазным возбуждением.

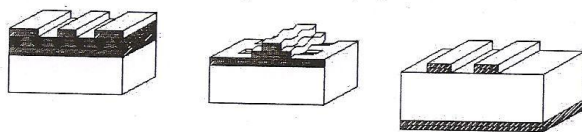


Рис. 3. Конструкции связанных микрополосковых линий

Частотную зависимость указанных параметров, обусловленную наличием продольной составляющей векторов напряженности электрического и магнитного полей, можно вычислить, зная изменение эффективной диэлектрической проницаемости для обоих типов возбуждения [1, 10]:

$$\epsilon_{cf-f} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{эф-сф}}{1 + G_{сф} \left(\frac{f^2}{f_{p-сф}} \right)}; \quad \epsilon_{nf-f} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{эф-нф}}{1 + G_{нф} \left(\frac{f^2}{f_{p-нф}} \right)}$$

где $G_{сф} = 0,6 + 0,009 Z_{a,сф}/2$; $G_{нф} = 0,6 + 0,009 Z_{a,нф}/2$; $f_{p,сф} = Z_{a,сф}/(4\mu_0 H)$; $f_{p,нф} = Z_{a,нф}/(\mu_0 H)$.

Рассмотрим далее возможность передачи с помощью МПЛ цифровых сигналов. На рис. 4 показана рассчитанная с помощью MathCAD переходная характеристика широкой (0,95 мм) и высоко поднятой (0,5 мм) печатной дорожки длиной 15 см. Диэлектрическая подложка выполнена из алюминидной керамики с $\epsilon_r = 9,8$ и тангенсом угла диэлектрических потерь 0,01. Время нарастания сигнала 35 пс, рабочая частота 1 ГГц.

Из анализа рис. 4 следует, что влияние многомодовой дисперсии проявляется в виде искажения формы переходной характеристики по уровню основного сигнала. Степень проявления дисперсии растет пропорционально квадрату высоты подъема дорожки. Так увеличивая высоту подъема дорожки до 1,5 мм, получаем значительно большие искажения формы цифрового сигнала при тех же параметрах МПЛ.

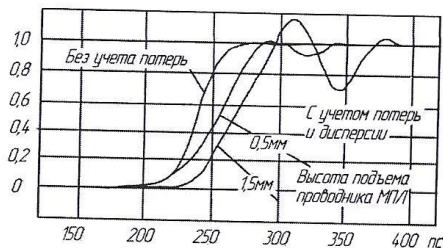


Рис. 4. Искажение формы цифрового сигнала из-за эффекта дисперсии.

Отметим также, что попытка улучшения согласования не оказывает значительного влияния на колебательный характер искажений, поскольку они вызваны особенностями фазовой характеристики МПЛ в многомодовом режиме.

Таким образом, проведен анализ физических особенностей возникновения паразитных

типов колебаний и волн в МПЛ на керамической подложке и показано, что минимальная дисперсия, допустимая для неискаженной передачи цифрового сигнала, достигается при высоте подъема микрополосковой дорожки не превышающей 0,5 мм.

Список литературы

1. Данилин В.Н., Кушниренко А.И., Петров Г.В. Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ. – М.: Радио и связь, 1985. – 192с.
2. Медведев А.М. Печатные платы. Конструкции и материалы. – М.: Техносфера, 2005. – 304 с.
3. Таральчук П.А., Колмаков Я.А., Симин А.В., Холодняк Д.В. Многослойные интегральные схемы миниатюрных СВЧ-устройств для систем телекоммуникации и связи. – Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2005. – Вып.1. – С. 65–70.
4. Симин А.В., Холодняк Д.В., Вендик И.А. Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот на основе керамики с низкой температурой обжига. – Компоненты и технологии. – 2005. – № 5. – С. 190–196.
5. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. – М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. – 616 с.
6. Нефедов Е.И., Фиалковский А.Т. Полосковые линии передачи. Электродинамические основы автоматизированного проектирования ИС СВЧ. – М.: Наука, 1980. – 312 с.
7. Gupta K.C., Garg R., Bahl I., and Brahtia P. Microstriplines and Slotlines. 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 1996. – 535 p.
8. Гвоздев В.И., Нефедов Е.И. Объемные интегральные схемы СВЧ. – М.: Наука, 1985. – 256 с.
9. Григорьев А.Д. Электродинамика и техника СВЧ. – М.: Высшая школа, 1990. – 335 с.
10. Yamashita E., Atsuki K., Ueda T. An approximate dispersion formula of microstrip lines for computer-aided design of microwave integrated circuits. – IEEE Trans. MTT. – 1979. – V. MTT-27. – № 12. – P. 1036–1038.

*Московский институт электроники и математики Национального исследовательского университета «Высшая школа экономики» (МИЭМ НИУ ВШЭ).
Статья поступила 15.01.2012.*

Yelizarov A.A., Zakirova E.A.

Parasitic Fluctuations and Waves in Microstrip Lines with Calculation of Multimode Dispersions Analysis

Physical properties of parasitic fluctuations and waves in microstrip lines with calculation of multimode dispersions are analysed. The determination of a microstrip conductor height, admissible for transmission of an undistorted digital signal is considered.

microstrip line, parasitic types of waves, multimode dispersion, effective dielectric permeability.

Moscow Institute of Electronics and Mathematics, Higher School of Economics (MIEM HSE)