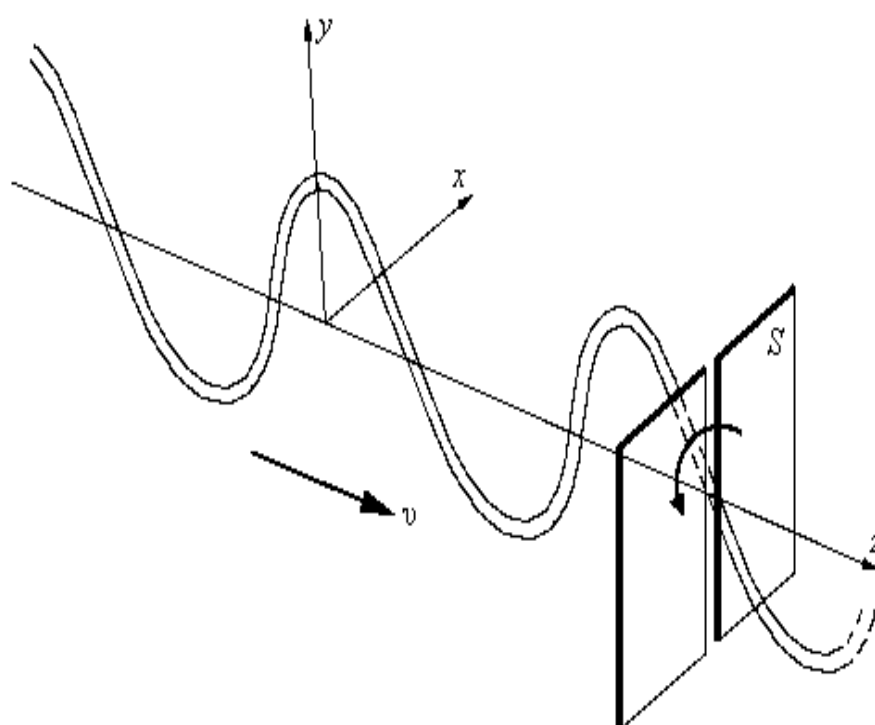


В.Т. Прокопенко, Н.Ю. Суворова, В.А. Трофимов

Управление параметрами световой волны



Санкт-Петербург
2013

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ
ФЕДЕРАЦИИ**

**САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ, МЕХАНИКИ И ОПТИКИ**

В.Т.Прокопенко, Н.Ю.Суворова, В.А.Трофимов
**УПРАВЛЕНИЕ ПАРАМЕТРАМИ СВЕТОВОЙ
ВОЛНЫ**



**Санкт-Петербург
2013**

Прокопенко В.Т., Суворова Н.Ю., Трофимов В.А. Управление параметрами световой волны.– СПб: НИУ ИТМО, 2013. – 97 с.

Изложены в форме рефератов основные понятия о параметрах световой волны и возможностях управления ими.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по специальности 20020107 «Оптика светового дизайна» и направлению 14040016 «Оптоэлектронные системы отображения информации и светового дизайна».

Рекомендовано к печати решением ученого Совета ИФФ СПб НИУ (протокол № 6 от 26.06.2011)



В 2009 году Университет стал победителем многоэтапного конкурса, в результате которого определены 12 ведущих университетов России, которым присвоена категория «Национальный исследовательский университет». Министерством образования и науки Российской Федерации была утверждена программа его развития на 2009–2018 годы. В 2011 году Университет получил наименование «Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики»

© Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики, 2013

© Прокопенко В.Т., Суворова Н.Ю., Трофимов В.А. 2013

ВВЕДЕНИЕ

Выпускник университета в процессе самостоятельной научной деятельности должен смело и грамотно пополнять свои знания и расширять свой кругозор. Знакомство со смежными областями науки и совершенствование научных знаний требует соответствующей подготовки в поиске полезной информации и представления в форме, соответствующей требованиям редакций научных журналов.

Выпускник университета должен уметь самостоятельно приобретать с помощью информационных технологий и использовать в практической деятельности новые знания и умения, в том числе в новых областях, непосредственно не связанных со сферой деятельности, и быть готовым к изменению научного и научно-производственного профиля своей профессиональной деятельности, к изменению социокультурных и социальных условий деятельности.

В ходе изучения выпускниками нового материала необходима мотивация к самостоятельному приобретению и усвоению знаний, необходимых для решения в дальнейшем конкретной проблемы.

По окончании университета выпускник должен уметь профессионально эксплуатировать современное научное оборудование и приборы (в соответствии с целями ООП магистратуры), а так же осуществлять научный поиск и разработку новых перспективных подходов и методов к решению профессиональных задач, быть готовым к профессиональному росту, к активному участию в научной и инновационной деятельности, конференциях, выставках и презентациях.

Этому может способствовать присутствие в настоящем пособии примеров выполнения заданий по поиску и грамотному представлению научных материалов в соответствии с тематикой курса «Управление параметрами световой волны».

В состав сборника вошли рефераты, выполненные студентами четвертого курса кафедры твердотельной оптоэлектроники. В качестве задания студентам предлагается самостоятельно ознакомиться с конкретным разделом курса «Управление параметрами световой волны», логично, технически грамотным языком изложить в компактной форме изученное, оформив содержание реферата в соответствии с требованиями редакции технического журнала, предъявляемыми к материалам подлежащим публикации.

Присутствующие в работах студентов недостатки могут являться предметом коллективного обсуждения на семинарских занятиях.

Учебные задачи методического пособия заключаются в помощи формированию у студентов следующих теоретических и практических знаний, умений и навыков:

- а) самостоятельный поиск и грамотное формирование информации по тематике, определяемой направлением исследований;
- б) анализ полезной информации;
- в) применение теоретических знаний на практике, работа с научной литературой, составление рефератов, решение отдельных теоретических задач, самостоятельное изложение результатов своих трудов и трудов других авторов.

Инженерная подготовка специалистов базируется на основе учебных планов специальности "Лазерная техника и технология" и включает в себя большой объем специальных оптико-физических и электротехнических дисциплин. В их основу положены сведения о новейших достижениях в области физики полупроводников, взаимодействии света с веществом, оптических методов преобразования, передачи и хранения информации. В дополнение к ним введены такие дисциплины, как светотехника, управление параметрами световой волны, голография и т.п.

В качестве ВКР предусматривается дипломный проект или дипломная работа.

Область профессиональной деятельности инженера по специальности 20020107 включает в себя:

- теоретическое, математическое и программно-информационное обеспечение проектирования и исследования оптико-электронных приборов и систем;
- исследование физических свойств наземных, космических и других объектов, осуществляемое с помощью оптико-электронной техники;
- технологические и технико-экономические вопросы производства и эксплуатации оптико-электронных приборов и систем.

ПАРАМЕТРЫ СВЕТОВОЙ ВОЛНЫ

УДК 535.51:666.011.01

1. ПОЛЯРИЗАЦИЯ СВЕТА

Студент Д.В. Кузнецов

Понятие поляризации, эффект двойного преломления света. В некоторых кристаллах луч света, преломляясь, расщепляется на два луча, один из этих лучей называется обыкновенным, другой необыкновенным. Эти два луча имеют разную поляризацию. Обычно поляризация возникает при отражении

и преломлении света, а также при распространении света в анизотропной среде. Различают линейную поляризацию света, когда вектор напряженности электрического поля сохраняет постоянное направление, эллиптическую поляризацию света, при которой конец вектора напряженности электрического поля описывает эллипс в плоскости, перпендикулярной лучу, и круговую поляризацию света, конец вектора напряженности электрического поля описывает окружность.

Ключевые слова: поляризация, двулучепреломление, напряженность, вектор.

Введение

Поляризация света, одно из фундаментальных свойств оптического излучения (света), состоящее в неравноправии различных направлений в плоскости, перпендикулярной световому лучу (направлению распространения световой волны). Поляризацией света называются также геометрические характеристики, которые отражают особенности этого неравноправия. Впервые понятие о Поляризации света было введено в оптику И. Ньютоном в 1704—1706, хотя явления, обусловленные ею, изучались и ранее (открытие двойного лучепреломления в кристаллах Э. Бартолином в 1669 и его теоретическое рассмотрение Х. Гюйгенсом в 1678—1690). Сам термин «Поляризация света» предложен в 1808 Э. Малюсом. С его именем и с именами Ж. Био, О. Френеля, Д. Брюстера и др. связано начало широкого исследования эффектов, в основе которых лежит поляризация света

Открытие и изучение эффектов поляризации.

В начале XIX века, когда Т. Юнг и О. Френель развивали волновую теорию света, природа световых волн была неизвестна. На первом этапе предполагалось, что свет представляет собой продольные волны, распространяющиеся в некоторой гипотетической среде – эфире. При изучении явлений интерференции и дифракции вопрос о том, являются ли световые волны продольными или поперечными, имел второстепенное значение. В то время казалось невероятным, что свет – это поперечные волны, так как по аналогии с механическими волнами пришлось бы предполагать, что эфир – это твердое тело (поперечные механические волны не могут распространяться в газообразной или жидкой среде).

Однако, постепенно накапливались экспериментальные факты, свидетельствующие в пользу поперечности световых волн. Еще в конце XVII века было обнаружено, что кристалл исландского шпата (CaCO_3) раздваивает проходящие через него лучи. Это явление получило название двойного лучепреломления (рис. 1.1).

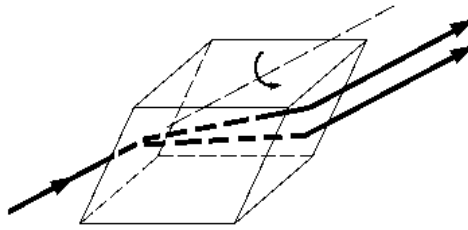


Рис.1.1. Прохождение света через кристалл исландского шпата.

В 1809 году французский инженер Э. Малюс открыл закон, названный его именем. В опытах Малюса свет последовательно пропускался через две одинаковые пластинки из турмалина. Пластинки можно было поворачивать друг относительно друга на угол φ (рис.1.2).

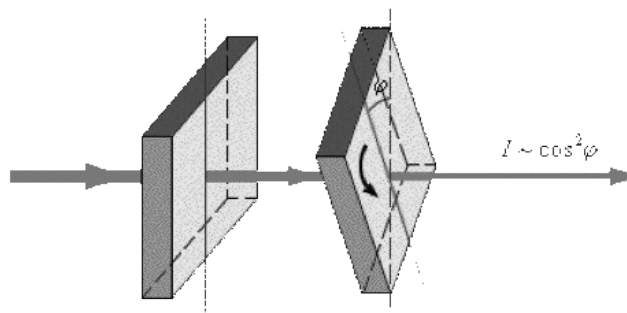


Рис.1. 2. Иллюстрация к закону Малюса.

Интенсивность прошедшего света оказалась прямо пропорциональной $\cos^2 \varphi$.

Ни двойное лучепреломление, ни закон Малюса не могут найти объяснение в рамках теории продольных волн. Для продольных волн направление распространения луча является осью симметрии. В продольной волне все направления в плоскости, перпендикулярной лучу, равноправны. В поперечной волне направление колебаний и перпендикулярное ему направление не равноправны (рис. 1.3).

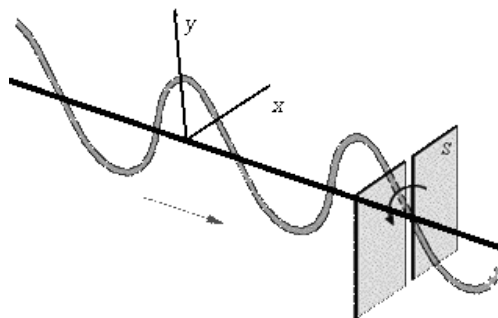


Рис.1. 3. Поперечная волна в резиновом жгуте. Частицы колеблются вдоль оси y . Поворот щели S вызовет затухание волны.

Таким образом, асимметрия относительно направления распространения (луча) является решающим признаком, который отличает поперечную волну от продольной. Впервые догадку о поперечности световых волн высказал в 1816 г. Т. Юнг. Френель, независимо от Юнга, также выдвинул концепцию поперечности световых волн, обосновал ее многочисленными экспериментами и создал теорию двойного лучепреломления света в кристаллах.

В середине 60-х годов XIX века на основании совпадения известного значения скорости света со скоростью распространения электромагнитных волн Максвелл сделал вывод о том, что свет – это электромагнитные волны. К тому времени поперечность световых волн уже была доказано экспериментально. Поэтому Максвелл справедливо полагал, что поперечность электромагнитных волн является еще одним важнейшим доказательством электромагнитной природы света.

Физическая составляющая эффекта поляризации света

Поперечность электромагнитной волны лишает её осевой симметрии относительно направления её распространения из-за наличия выделенных направлений (вектора E - напряжённости электрического поля, вектора H - напряжённости магнитного поля) в плоскости, перпендикулярной направлению волнового вектора. Состояние поляризации света принято связывать с типом движения вектора напряженности электрического поля (E), направление которого в нерелятивистском приближении определяет направление силы, действующей на заряженную частицу в поле световой волны. Полностью поляризованная световая волна характеризуется полной когерентностью колебаний взаимно ортогональных компонент вектора E , то есть постоянством их амплитуд и разности фаз. Все типы поляризации света можно рассмотреть на примере монохроматической электромагнитной волны, компоненты вектора E которой меняются во времени по гармоническому закону, а сам вектор E совершает неизменно воспроизводимое периодическое движение. Монохроматическая волна всегда полностью поляризована. Графически состояние поляризации света обычно изображают с помощью эллипса поляризации - проекции траектории конца вектора E на плоскость, перпендикулярную лучу (рис. 1.4). Проекционная картина полностью поляризованного света в общем случае имеет вид эллипса с правым или левым направлением вращения вектора E (рис.1.4, б, г, е). Такой свет называется эллиптически поляризованным. Наибольший интерес представляют предельные случаи эллиптической поляризации - линейная, когда эллипс поляризации вырождается в отрезок прямой линии (рис.1.4, а, д), определяющий положение (азимут q) плоскости поляризации, и циркулярная (или

круговая), когда эллипс поляризации представляет собой окружность (рис. 1.4, в).

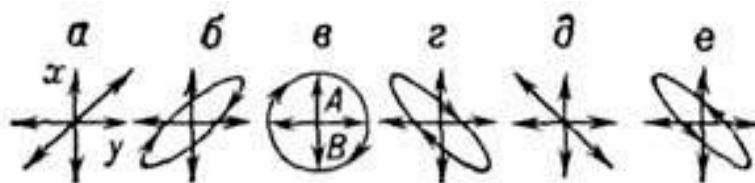


Рис.1. 4. Примеры различных поляризационных состояний светового луча при различных разностях фаз между равными взаимно ортогональными компонентами.

В первом случае свет называется плоско поляризованным или линейно поляризованным, а во втором – право циркулярно или лево циркулярно поляризованным в зависимости от направления обхода эллипса поляризации. Поляризацию света принято называть правой, если вектор E совершает вращение по часовой стрелке при наблюдении навстречу световому лучу.

Для количественного описания характера поляризации полностью поляризованного света используют величину отношения длин малой (B) и большой (A) полуосей эллипса поляризации - эллиптичность $e = B/A$, приписывая ей знак, определяемый направлением вращения вектора E . Право поляризованному свету приписывают положительную эллиптичность, а лево поляризованному свету - отрицательную.

Заключение

Эффект поляризации нашел большие применения в фотографии и других областях, так или иначе связанных с оптикой и светом. Использование поляризационных фильтров при фотографировании помогает отфильтровать отраженные блики, и сделать фотографию четкой и контрастной. Во многих оптических элементах поляризационные фильтры используются как для частичного, так и для полного гашения света. Также поляризатор может быть использован как фильтр для ультрафиолетового излучения, частично не пропуская его.

Литература

1. Большая советская энциклопедия.
2. <http://www.physics.ru>
3. Энциклопедия физики и техники.
4. Справочник по физике.
5. <http://www.femto.com.ua>

- Замечания. 1. Отсутствует математическое описание параметров световой волны и их физическая сущность.
2. Цитируемая литература представлена в форме не соответствующей общепризнанным правилам.

УДК 524.6-77

2. ВЕКТОР ДЖОНСА

Студент А.А. Поважная

Данная статья дает нам представление об описании поляризации с помощью вектора Джонса. В статье рассмотрены различные виды поляризации и зависимость вектора Джонса.

Ключевые слова: вектор Джонса, поляризация, линейно-поляризованные волны.

Введение

При аналитическом описании поляризации света обычно не рассматривают временные и пространственные изменения электромагнитной волны. Наиболее простое аналитическое описание полностью эллиптически поляризованного света осуществляется с помощью вектора Джонса.

Поляризацию плоской волны можно достаточно хорошо представить с помощью вектора Джонса, введенного в 1941 г. Р. Джонсом. В этом представлении плоская волна описывается вектор-столбцом, составленным из ее комплексных амплитуд:

$$J = \begin{pmatrix} A_x e^{i\delta_x} \\ A_y e^{i\delta_y} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Заметим, что вектор Джонса является комплексным, т. е. его элементы задаются комплексными числами. Кроме того, J не является вектором в реальном физическом пространстве. Он представляет собой вектор в абстрактном математическом пространстве. Например, для получения вещественной величины x -составляющей электрического поля необходимо выполнить операцию

$$\text{Re}[J_x e^{i\omega t}] = \text{Re}[A_x e^{i(\omega t + \delta_x)}] \quad (2.2)$$

Вектор Джонса содержит полную информацию об амплитудах и фазах составляющих вектора электрического поля. Если нас интересует только

состояние поляризации волны, то удобно пользоваться нормированным вектором Джонса, который удовлетворяет условию:

$J^* \times J = 1$, звездочка (*) означает комплексное сопряжение. Таким образом, линейно-поляризованная световая волна с данным направлением вектора электрического поля может быть представлена вектором Джонса

$$\begin{pmatrix} \cos\psi \\ \sin\psi \end{pmatrix}, \quad (2.3)$$

где ψ — азимутальный угол между направлением поляризации и осью x .

Состояние поляризации, которое ортогонально состоянию поляризации, описываемому вектором, можно получить заменой ψ на $\psi = \pi/2$, что приводит к вектору Джонса:

$$\begin{pmatrix} -\sin\psi \\ \cos\psi \end{pmatrix}, \quad (2.4)$$

Частный случай $\psi = 0$ соответствует линейно-поляризованным волнам, вектор электрического поля которых колеблется вдоль осей координат. Векторы Джонса при этом имеют вид:

$$\begin{aligned} X &= \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \\ Y &= \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Световые волны с правой и левой круговой поляризацией описываются векторами Джонса

$$\begin{aligned} R &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ -i \end{pmatrix} \\ L &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ i \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Эти две круговые поляризации являются взаимно ортогональными в том смысле, что

$$R^* \times L = 0$$

Поскольку вектор Джонса представляет собой столбец из двух элементов, любую пару ортогональных векторов Джонса можно выбрать в качестве базиса в пространстве всех векторов Джонса. Любая поляризация при этом может быть представлена как суперпозиция двух взаимно ортогональных поляризаций x и y , или R и L . В частности, базисные линейные поляризации x и y можно разложить на две круговые поляризации R и L , и наоборот.

Примеры различных матриц Джонса

Оптический элемент	Соответствующая матрица Джонса
Линейный поляризатор с горизонтальной осью пропускания	$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$
Линейный поляризатор с вертикальной осью пропускания	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$
Линейный поляризатор с осью пропускания под углом в 45°	$\frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$
Линейный поляризатор с осью пропускания под углом в -45°	$\frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix}$
Линейный поляризатор с осью пропускания, повернутой на угол φ	$\begin{pmatrix} \cos^2 \varphi & \cos \varphi \sin \varphi \\ \sin \varphi \cos \varphi & \sin^2 \varphi \end{pmatrix}$
Левовращающий поляризатор	$\frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & -i \\ i & 1 \end{pmatrix}$
Правовращающий поляризатор	$\frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & i \\ -i & 1 \end{pmatrix}$
Полуволновая пластинка с быстрой осью, направленной вдоль оси x	$\begin{pmatrix} -i & 0 \\ 0 & i \end{pmatrix}$
Четвертьволновая пластинка с быстрой осью, направленной вдоль оси x .	$\begin{pmatrix} (1-i)/2 & 0 \\ 0 & (1+i)/2 \end{pmatrix}$ <p>или $e^{i\pi/4} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & i \end{pmatrix}$</p>
	Эти матрицы имеют разные фазы

В таблице приведены векторы Джонса для некоторых типичных состояний поляризации.

Наиболее важное применение векторы Джонса находят при вычислениях состояния поляризации. Это мощный метод, используемый при исследовании распространения плоских волн с произвольным состоянием поляризации через произвольную последовательность двулучепреломляющих элементов и поляризаторов.

Литература

1. Шерклифф У., Поляризованный свет, пер. с англ., М., 1965;
2. Аззам Р., Башара Н., Эллипсометрия и поляризованный свет, пер. с англ., М., 1981, гл. 1, 2;
3. Борн М., Вольф Э., Основы оптики, пер. с англ., 2 изд., М., 1973, гл. 10. В. А. Кизель.

Замечания. 1. Отсутствует информация о технической возможности измерения параметров Джонса.

2. Цитируемая литература представлена в форме не соответствующей общепризнанным правилам.

УДК 535.5

3. ВЕКТОР СТОКСА

Студент Е.В. Резвых

Статья знакомит нас с понятием и выводом вектора Стокса, его параметрами и свойствами.

Ключевые слова: вектор Стокса, поляризация, интенсивность света

Введение

Каждый световой пучок, распространяющийся в мутной среде, представляет собой комплекс множества некогерентных между собой световых пучков, имеющих различную интенсивность, фазу и характер поляризации. Вместе с тем в преобразованиях, испытываемых световым пучком при его взаимодействии с веществом, отдельные эллиптически поляризованные компоненты этого пучка выступают независимо друг от друга. Преобразования каждой из этих компонент даются законами локальных преобразований, одинаковыми для всех компонент. Однако результат преобразований для различных компонент светового пучка будет не одинаковым и определяться его составом, отыскание которого представляет собой статистическую задачу.

Вывод параметров Стокса

Для решения поставленной задачи необходимо обратиться к статистическим параметрам, которые, с одной стороны, должны обеспечить полноту описания свойств светового пучка, а с другой, быть аддитивными для некогерентных компонент смешанного светового потока.

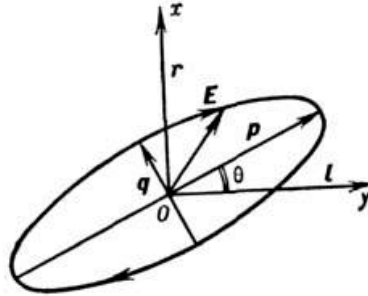


Рис. 3.1. Эллиптически поляризованная плоская монохроматическая волна

Рассмотрим полностью поляризованный световой пучок и найдем матрицу интерференции в некоторой точке r пучка

$$\varphi_{i,j}(r, \tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T E_i(r, t + \tau) E_j^*(r, t) dt. \quad (3.1)$$

Производя преобразование Фурье получаем спектральную матрицу

$$S_{i,j}(r, \omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \varphi_{i,j}(r, \tau) e^{-i\omega\tau} d\tau. \quad (3.2)$$

Совокупность отдельных компонент которой полностью описывает наблюдаемые величины. Если излучение монохроматично, то интегральная спектральная матрица принимает вид

$$S(r, \omega) \equiv \int_0^\infty S_{i,j}(r, \omega) d\omega = \frac{1}{2} E_i(r) E_j^*(r), \quad (3.3)$$

где E_i и E_j^* комплексно сопряженные амплитуды напряженности электромагнитного поля.

Наиболее удобными для практического использования являются следующие четыре параметра:

$$\begin{aligned} S_1 &= 2(S_{11} + S_{22}) = E_l E_l^* + E_r E_r^*, \\ S_2 &= 2(S_{11} - S_{22}) = E_l E_l^* - E_r E_r^*, \\ S_3 &= 2(S_{12} + S_{12}^*) = E_l E_r^* + E_l^* E_r, \\ S_4 &= -i2(S_{12} - S_{12}^*) = -i(E_l E_r^* - E_l^* E_r), \end{aligned} \quad (3.4)$$

образующие компоненты четырехмерного вектора S , который является вектор - параметром Стокса светового пучка, где r – единичный вектор по оси Ox (рис. 3.1), а l – единичный вектор по оси Oy (рис. 3.1)

С точки зрения квантовой механики полностью поляризованный пучок представляет собой чистый случай, в то время как частично поляризованный пучок, являющийся некогерентной совокупностью полностью поляризованных пучков, образует смесь. Следовательно, вектор-параметр смеси образуется из вектор-параметров её чистых компонент простым суммированием. Таким образом, состояние светового пучка полностью определено, если заданы его направление l , частота ω , и вектор-параметр S .

Свойства вектор-параметра

Для выявления свойств вектора-параметра необходимо найти преобразование вектора Стокса от одного представления к другому, т.е. величины имманентные данному пучку и определяющие его свойства, независимые от системы отсчёта. Очевидно, отыскание закона преобразования позволит ответить также на вопрос об интенсивности пучка, если последний рассматривать через анализатор, пропускающий ту или иную из эллиптически поляризованных компонент.

Инвариантами данного преобразования являются:

$$\begin{aligned} I &= S_1, \\ M &= qS_1, \\ p^2 S_1^2 &= (\cos 2\gamma S_2 + \sin 2\gamma S_4)^2 + S_3^2, \\ U^2 = r^2 S_1^2 &= (p^2 + q^2) S_1^2 = S_2^2 + S_3^2 + S_4^2, \\ (1 - r^2) S_1^2 &= S_1^2 - (S_2^2 + S_3^2 + S_4^2), \end{aligned} \quad (3.5)$$

Физический смысл инварианта $I = S_1$ очевиден. Это интенсивность пучка. Не менее очевиден смысл инварианта M - это плотность потока момента импульса (спинового) плоской электромагнитной волны, умноженная на частоту излучения. Поэтому нетрудно показать, что

$$M = \Delta\omega |EA|, \quad (3.6)$$

где A - вектор-потенциал электромагнитного поля волны. Выражение справа является интегралом движения для распространения электромагнитных волн в вакууме и соответствует спиновому моменту импульса волны.

Величина q характеризующая отношение потока вращательного (спинового) импульса пучка к потоку энергии, может быть названа степенью эллиптичности. $q > 0$ соответствует правому вращению, $q < 0$ - левому вращению, $q = \pm 1$ - циркулярной поляризации. Случай при $q < 0$ соответствует линейной поляризации. Инвариант $|p|$ представляет собой не

что иное, как отношение разности экстремальных значений интенсивности пучка при рассматривании его через ориентируемый различным образом анализатор к их сумме:

$$|p| = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}}, \quad (3.7)$$

т.е. p является степенью поляризации. $p = 1$ соответствует линейной поляризации, а $p = 0$ соответствует циркулярной поляризации. Что касается инварианта $r^2 = (p^2 + q^2)$, то для чистого случая $r^2 = 1$. Однако для смеси это соотношение уже не имеет места. Для естественного света $r^2 = 0$. Таким образом, инвариант r характеризует степень различия в поляризации отдельных чистых компонент, образующих смесь. Поскольку смесь одинаково поляризованных компонент неотличима от чистого случая, то инвариант r следует считать мерой степени однородности смеси. Известно, впрочем, что частично поляризованный свет можно рассматривать как смешение в известной пропорции полностью поляризованного и естественного света.

Заключение

Свет – это электромагнитное излучение, испускаемое нагретым, или находящимся в возбужденном состоянии веществом. Свет может рассматриваться либо как электромагнитная волна, скорость распространения в вакууме которой постоянна, либо как поток фотонов: частиц, обладающих определённой энергией и нулевой массой покоя. Поляризованный свет представляет собой световые волны, электромагнитные колебания которых распространяются только в одном направлении. Различают три типа поляризации: линейную, круговую, эллиптическую. В данной статье был рассмотрен вектор-параметр Стокса и как с его помощью можно гораздо проще математически описать поляризованный свет.

Литература

1. Розенберг Г.В., Вектор-параметр Стокса, «Успехи Физических наук», 1955, т. 56.
2. Шифрин К.С., Введение в оптику океана, Л., 1983.

4. СВЕТОВЫЕ БИЕНИЯ. АНАЛИТИЧЕСКИЙ СИГНАЛ

Студент Н.С. Молчанов

Аналитический сигнал – это один из способов комплексного представления сигнала, который применяется при анализе сигналов и систем их обработки. Он позволяет ввести в анализ понятия огибающей и мгновенной частоты сигнала.

Световые биения

Биения - это колебания с периодически меняющейся амплитудой, возникающие в результате наложения двух гармонических колебаний с несколько различными, но близкими частотами. Биения возникают вследствие того, что разность фаз между двумя колебаниями с различными частотами всё время изменяется так, что оба колебания оказываются в какой-то момент времени в фазе, через некоторое время - в противофазе, затем снова в фазе и т.д. Если A_1 и A_2 - амплитуды двух накладывающихся колебаний, то при одинаковых фазах колебаний амплитуда результирующего колебания достигает наибольшего значения $A_1 + A_2$, а когда фазы колебаний противоположны, амплитуда результирующего колебания падает до наименьшего значения $A_1 - A_2$. В простейшем случае, когда амплитуды обоих колебаний равны, их сумма достигает значения $2A$ при одинаковых фазах колебаний и падает до нуля, когда они противоположны по фазе. Результат наложения колебания можно записать в виде:

$$A \sin \omega_1 t + A \sin \omega_2 t = 2A \cos \left[\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \right] \sin \left[\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \right], \quad (4.1)$$

где ω_1 и ω_2 - соответственно угловые частоты двух накладывающихся гармонических колебаний (начальные фазы обоих колебаний полагаются равными нулю, т.к. они не играют роли в образовании биения; играет роль только разность фаз между обоими колебаниями).

Если ω_1 и ω_2 мало различаются, то в выражении (1) величину

$$2A \cos \left[\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \right] \quad (4.2)$$

можно рассматривать как медленно меняющуюся амплитуду колебания

$$\sin \left[\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \right] \quad (4.3)$$

Угловая частота $\omega = \omega_1 - \omega_2$ - называется угловой частотой биения. Именно, поскольку частота $\omega_1 + \omega_2$ много больше частоты биения, мы

вправе рассматривать переменную величину (2) как амплитуду колебаний (3), т.к. величина (2), хотя и не постоянная (какой должна быть амплитуда), но меняющаяся лишь медленно. По мере сближения частот ω_1 и ω_2 частота биения уменьшается, исчезая при $\omega_1 = \omega_2$ («нулевые» биения). Также световые биения относятся к явлениям интерференции света, возникающие при наложении световых полей разных частот. В этом случае образуется бегущая в пространстве интерференционная картина, так что в заданной точке интенсивность света периодически меняется во времени с частотой, равной разности частот интерферирующих волн. Биения возникают в обычных (не лазерных) схемах интерференции света при изменении во времени хода интерферирующих лучей. Наблюдение биения в излучении независимых источников света возможно только для лазерных источников.

Аналитический сигнал

Комплексное представление вещественных сигналов. При математическом анализе очень часто вместо вещественных сигналов с целью упрощения математического аппарата преобразований данных удобно использовать эквивалентное комплексное представление сигналов. Так, например, в теории электрических цепей вещественная запись синусоидального напряжения

$$u(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + q) \quad (4.4)$$

заменяется комплексной формой записи:

$$\begin{aligned} u(t) &= \dot{U}_0 \exp(j\omega_0 t), \\ \dot{U} &= U_0 \exp(j\psi) \end{aligned} \quad (4.5)$$

при этом

$$u(t) = \operatorname{Re} \exp u(t). \quad (4.6)$$

В общем случае, произвольный динамический сигнал $s(t)$, заданный на определенном участке временной оси (как конечном, так и бесконечном) имеет комплексную двустороннюю спектральную плотность $S(\omega)$. При раздельном обратном преобразовании Фурье реальной и мнимой части спектра $S(\omega)$ сигнал $s(t)$ разделяется на четную и нечетную составляющие, которые являются двусторонними относительно $t = 0$, и суммирование которых полностью восстанавливает исходный сигнал. На рис.4.1 приведен пример сигнала (А), его комплексного спектра (В) и получения четной и нечетной части сигнала из реальной и мнимой части спектра (С).

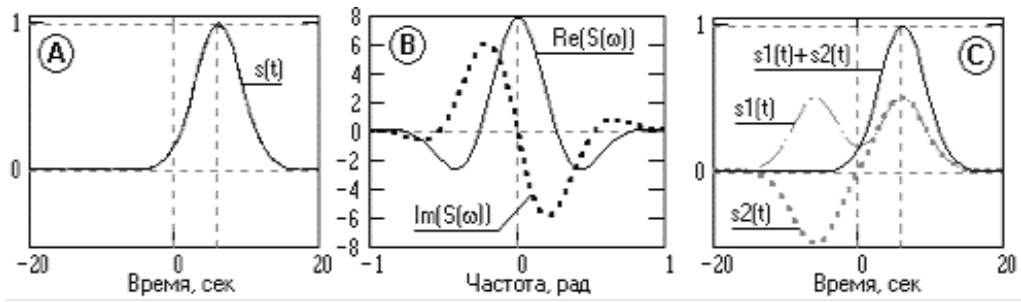


Рис. 4.1. Сигнал, спектральная плотность сигнала, четная и нечетная составляющие.

Аналитический сигнал. Можно выполнить обратное преобразование Фурье и в другой форме - отдельно для положительных и отрицательных частот спектра:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^0 S(\omega) \cdot \exp(j\omega t) dt + \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \cdot \exp(j\omega t) d\omega \quad (4.7)$$

Информация в комплексном спектре сигнала является избыточной. В силу комплексной сопряженности полную информацию о сигнале $s(t)$ содержит как левая (отрицательные частоты), так и правая (положительные частоты) часть спектра $s(t)$. Аналитическим сигналом, отображающим вещественный сигнал $s(t)$, называют второй интеграл выражения (4.7) нормированный на ω т.е. обратное преобразование Фурье спектра сигнала $s(t)$ по положительным частотам:

$$zs(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \cdot \exp(j\omega t) d\omega \quad (4.8)$$

Дуальность свойств преобразования Фурье определяет, что аналитический сигнал $zs(t)$, полученный из односторонней спектральной функции, всегда является комплексным и может быть представлен в виде:

$$zs(t) = \text{Rez}(t) + j \cdot \text{Imz}(t). \quad (4.9)$$

Аналогичное преобразование первого интеграла выражения(4.7) дает сигнал $zs'(t)$, комплексно сопряженный с сигналом $z(t)$:

$$z \quad s'(t) = \text{Rez}(t) - j \cdot \text{Imz}(t), \quad (4.10)$$

что наглядно видно на рисунке 4.2 при восстановлении сигналов по односторонним частям спектра, приведенного на рис. 4-В.

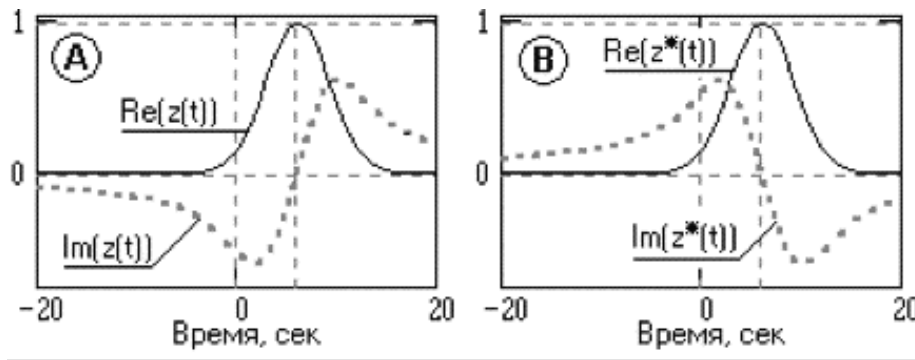


Рис. 4.2. Сигналы $z(t)$ и $z^*(t)$.

При сложении функций $zs(t)$ и $zs'(t)$ с учетом нормировки в (4.8) только на $1/\pi$, а не на $1/2\pi$, как в (4.7), мы обязаны получить полный исходный сигнал $s(t)$:

$$s(t) = [zs(t) + zs'(t)]/2 = \text{Re}z(t). \quad (4.11)$$

Отсюда следует, что реальная часть аналитического сигнала $zs(t)$ равна самому сигналу $s(t)$.

Реальная и мнимая части спектра произвольных каузальных сигналов связаны преобразованием Гильберта. Оно позволяет производить определение любой части частотной характеристики каузальной функции, действительной или мнимой, путем свертки другой ее части с оператором Гильберта $1/\pi/f$. Аналогично, мнимая часть аналитического сигнала $zs(t)$

является аналитически сопряженной с его действительной частью $\text{Re}z(t) = s(t)$ через преобразование Гильберта, и называется квадратурным дополнением сигнала $s(t)$.

Аналитический сигнал зависит от действительного аргумента, является однозначным и дифференцируемым. На комплексной плоскости он отображается вектором, модуль и фазовый угол которого изменяются от аргумента, а проекция сигнала на вещественную ось для любого значения аргумента равна значению исходного сигнала $s(t)$. Какой-либо новой информации аналитический сигнал не несет, так как получен линейным преобразованием из исходного сигнала и представляет собой его новую математическую модель.

Преобразование Гильберта

$$\text{sgn}(\omega) = \begin{cases} j, & \omega < 0 \\ 0, & \omega = 0 \\ -j, & \omega > 0 \end{cases} \quad (4.12)$$

Таким образом, спектральная плотность $\tilde{S}(\omega)$ аналитически сопряженного сигнала $\tilde{S}(t)$ образуется из спектра $S(\omega)$ исходного сигнала $S(t)$ умножением на функцию $-j \omega \operatorname{sgn}(\omega)$. Это обеспечивает при суммировании $S(\omega) + j\tilde{S}(\omega)$ удвоение амплитуд частотных составляющих в области положительных частот и их взаимную компенсацию в области отрицательных частот.

Гильберта сигнала $S(t)$, не изменяется и остается равным амплитудному спектру сигнала $S(t)$. Фазовый спектр сигнала $\tilde{S}(t)$ (начальные фазовые углы всех гармонических составляющих сигнала) сдвигается на -90° при $t > 0$ и на 90° при $t < 0$ относительно фазового спектра сигнала $S(t)$. Но такой фазовый сдвиг означает не что иное, как превращение косинусных гармоник в синусные, а синусных в косинусные. Это можно наглядно видеть на единичной гармонике.

Для гармонических сигналов любой частоты с любой начальной фазой запаздывание составляет четверть периода колебаний.

Заключение

Таким образом, аналитический сигнал, по существу, представляет собой два ортогональных сигнала, все гармонические составляющие которых сдвинуты по фазе на 90° друг относительно друга

Литература

1. <http://dsplib.ru/content/hilbert/hilbert.html>
2. http://femto.com.ua/articles/part_1/1393.html

- Заключение. 1. Отсутствует шифр УДК и введение.
2. Список цитируемых источников не полон.

МОДУЛЯЦИЯ СВЕТА

УДК 621.376

5. ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ СВЕТА

Студент К.А. Савич

Статья посвящена изменениям параметров света, а именно, модуляции. В ней рассмотрены основные виды модуляции света, а также обозначены их главные особенности, что дает представление о том, в каких областях и для чего используется тот или иной вид модуляции. Отмечены наиболее важные и полезные достоинства модуляции и упомянуты недостатки.

Ключевые слова: модуляция, амплитудная, фазовая, частотная, виды модуляции.

Введение

Модуляция - это изменение одного из параметров света: интенсивности, частоты, фазы, поляризации, направления распространения, распределения мод и т.д. в зависимости от управляющего сигнала.

Колебания высокой частоты, используемые для передачи сигналов, носят название несущей частоты.

Управляющий (модулирующий) сигнал может быть электрическим (ток, напряжение), акустическим, механическим и даже оптическим. Применительно к цифровым сигналам существует другой термин "манипуляция", однако его часто заменяют все тем же словом "модуляция" подразумевая, что речь идет о цифровых сигналах. Процесс модуляции представляет собой изменения одного из параметров колебания высокой частоты по закону управляющего низкочастотного сигнала. В зависимости от того, какой параметр (амплитуда, частота, фаза) подвергается изменению, различают амплитудную, частотную и фазовую модуляции.

Различные схемы модуляции совмещают два или более видов, образуя сложные системы связи. Не всегда возможно найти четко выраженные основания для использования того или иного метода модуляции.

Во всех методах модуляции несущей служат синусоидальные колебания угловой частоты.

Амплитудная модуляция

Исторически первой появилась амплитудная модуляция (АМ). Она до сих пор используется на радиовещательных диапазонах длинных, средних и коротких волн несмотря на то, что обладает низкой помехозащищенностью и крайне неэффективна. Причин тому несколько. Во-первых, коротковолновый диапазон — это единственный диапазон, в котором сравнительно просто обеспечивается радиовещание по всему миру. Для коротких волн не нужны ретрансляторы — они сами достигают нужных точек за счет отражения. Во-вторых, конструктивные особенности радиоприемников, имеющихся в эксплуатации, не позволяют перейти на более эффективные способы радиовещания.

Базовый параметр, характеризующий АМ колебание, — это коэффициент модуляции. В других источниках может встретиться понятие глубины модуляции, что по сути одно и то же.

С качественной стороны амплитудная модуляция может быть определена как изменение амплитуды несущей пропорционально амплитуде модулирующего сигнала. Для модулирующего сигнала большой амплитуды, соответствующая амплитуда модулируемой несущей должна быть большой.

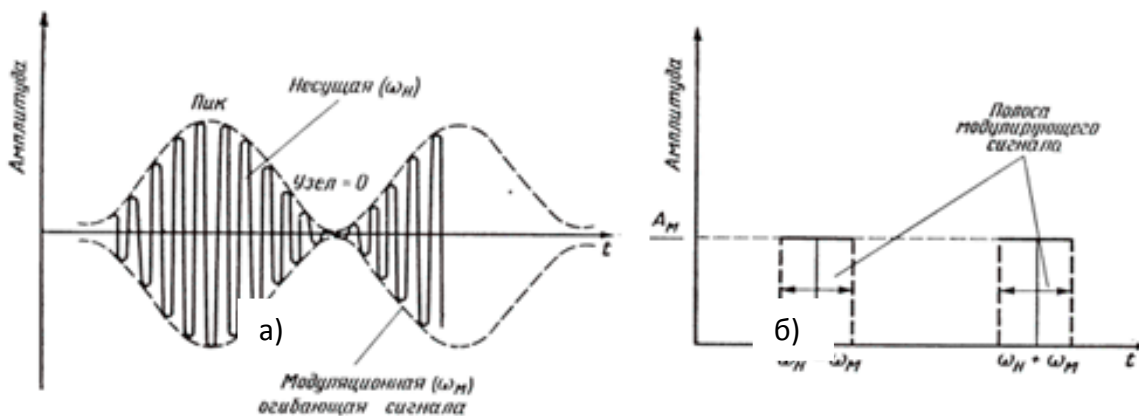


Рис. 5.1. Амплитудная модуляция (а) - форма сигнала; б) - спектр частот)

В системах с амплитудной модуляцией модулирующая волна изменяет амплитуду высокочастотной несущей волны. Если модулирующая волна является комплексной, как например сигнал речи, который состоит из множества частот, то суммы и разности различных частот займут две полосы, одна ниже, другая выше несущей частоты. Их называют верхней и нижней боковой.

Демодуляция сигнала АМ достигается путем смешивания модулированного сигнала с несущей той же самой частоты, что и на модуляторе.

Амплитудная модуляция редко используется на практике, т.к. она наименее устойчива к воздействию внешних помех из всех. Так, например, небольшая и кратковременная импульсная помеха (наиболее распространенный из всех видов помех) может повлечь целый ряд ошибочно принятых символов. Обычно амплитудная модуляция применяется в сочетании с другими видами модуляций и не используется сама по себе.

Амплитудная модуляция нашла применение в оптических каналах связи, так как они гораздо меньше подвержены амплитудным помехам. При этом под амплитудой в оптическом сигнале понимается сила света. Таким образом, наличие или отсутствие светового импульса будет соответствовать двум значениям цифрового потока.

Частотная модуляция

Кроме амплитудной модуляции существует еще так называемая частотная модуляция (ЧМ). При таком виде модуляции изменяется частота, а амплитуда колебаний высокой частоты остается неизменной. Частотную модуляцию применяют, например, для передачи звукового сопровождения в телевидении, в радиовещании на ультракоротких волнах. В радиовещании

на длинных, средних и коротких волнах используют только амплитудную модуляцию.

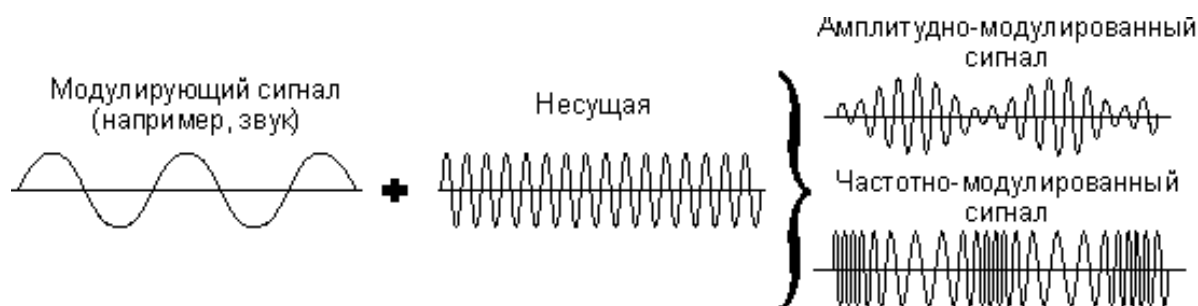


Рис. 5.2. Частотная модуляция.

При частотной модуляции в зависимости от передаваемого символа изменяется частота несущего сигнала. Например, для передачи "0" используется частота 5Гц, а "1" - 10Гц. Этот вид модуляции также не сложен в реализации и является более помехоустойчивым, чем амплитудная модуляция. Но, в эфире довольно часто наблюдаются частотно-селективные помехи, вызванные работой промышленного оборудования (генераторы, трансформаторы). Если передаваемый сигнал окажется в полосе действия таких помех, то возможен высокий процент потери информации или даже полное "перекрытие" канала связи.

Частотная модуляция также как и амплитудная редко применяется на практике. ЧМ используется лишь в хорошо защищенных каналах связи при передаче на небольшие расстояния.

Фазовая модуляция

Фазовая модуляция (ФМ) происходит за счет небольших изменений фазы несущего сигнала. При ФМ для передачи данных используются изменения фазы, в то время как частота остается постоянной. Фазовый сдвиг может быть как положительным, так и отрицательным относительно фазы опорного сигнала. Приемник способен обнаруживать эти сдвиги фазы и получать в результате соответствующие биты данных.

Этот вид модуляции более сложен в реализации, но вместе с тем и наиболее помехоустойчив.

Одним из основных недостатков фазовой модуляции является эффект "обратной работы" в фазовом детекторе (устройстве, выделяющем из модулированного сигнала информационный), когда ошибка в одном символе может привести к ошибочному детектированию всех последующих символов. От этого нежелательного эффекта свободна относительная фазовая манипуляция (ОФМ). Ее принцип заключается в том, что фаза символа определяется не только текущим значением информационного сигнала, но и значением предшествующих символов.

Вторым существенным недостатком фазовой модуляции является необходимость широкой полосы пропускания для передачи фазомодулированного сигнала. Широкая полоса, необходимая для передачи такого сигнала, обусловлена расширением спектра из-за резких переходов между фазой предыдущего и последующего символа.

На практике часто применяются не обычная ОФМ, а ДОФМ (двойная относительная фазовая манипуляция) или ТОФМ (тройная относительная фазовая манипуляция). Главное их преимущество – это возможность передать в одной посылке сигнала сразу два информационных символа для ДОФМ и три – для ТОФМ. Это достигается за счет использования не двух, а четырех (ДОФМ) или восьми (ТОФМ) начальных фаз.

Также существуют и другие варианты фазовой модуляции, которые приносят те или иные положительные свойства. Таким образом, фазовая манипуляция нашла наибольшее применение в системах связи исключительно за счет низкой доли фазовых помех в общей доле нежелательных внешних воздействий.

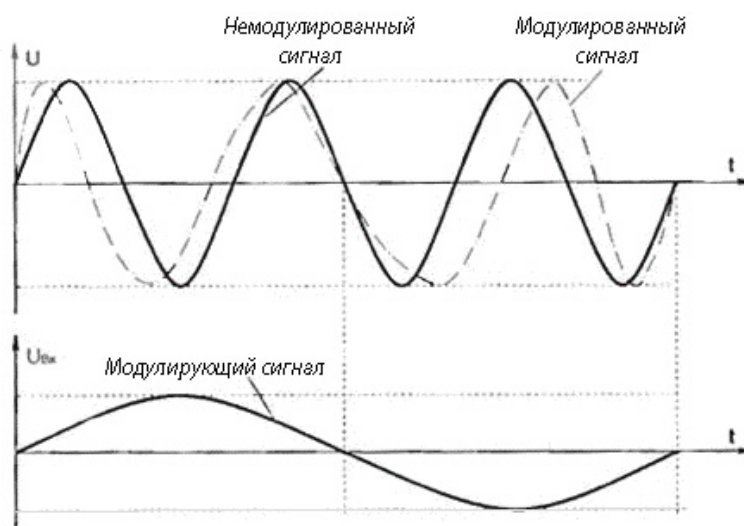


Рис. 5.3. Фазовая модуляция.

Хорошо видно, что при изменении частоты несущей меняется и ее фаза. Может сложиться впечатление, что ЧМ и ФМ одно и то же. Действительно, рассматривая частный случай (модулирование синусоидальным сигналом), мы получим идентичные спектры и не заметим разницы. Однако разница проявится, как только управляющий сигнал перестанет быть гармоническим.

Другие виды модуляции

Импульсная, аналоговая и цифровая модуляции (ИМ, АмМ и ЦМ) не являются в действительности какими-то особыми типами модуляции. Эти

термины характеризуют скорее вид модулирующего сигнала. Здесь учитывают то, каким образом информация представлена — с помощью импульса или ряда импульсов. Можно рассматривать в качестве модулируемой величины амплитуду импульса, или его ширину, или его положение в последовательности импульсов и так далее. Следовательно, существует большое разнообразие методов ИМ, АИМ и ЦМ.

Импульсная модуляция может быть использована для передачи как цифровых, так и аналоговых форм сигнала. Когда речь идет о цифровых сигналах, мы имеем дело с логическими уровнями — высоким и низким — и можем модулировать несущую (с помощью АМ или ЧМ) рядом импульсов, которые представляют цифровое значение.

При использовании импульсных методов для передачи аналоговых сигналов необходимо сначала преобразовать аналоговые данные в импульсную форму. Это преобразование также относится к модуляции, так как аналоговые данные используются для модулирования (изменения) последовательности импульсов или импульсной поднесущей.

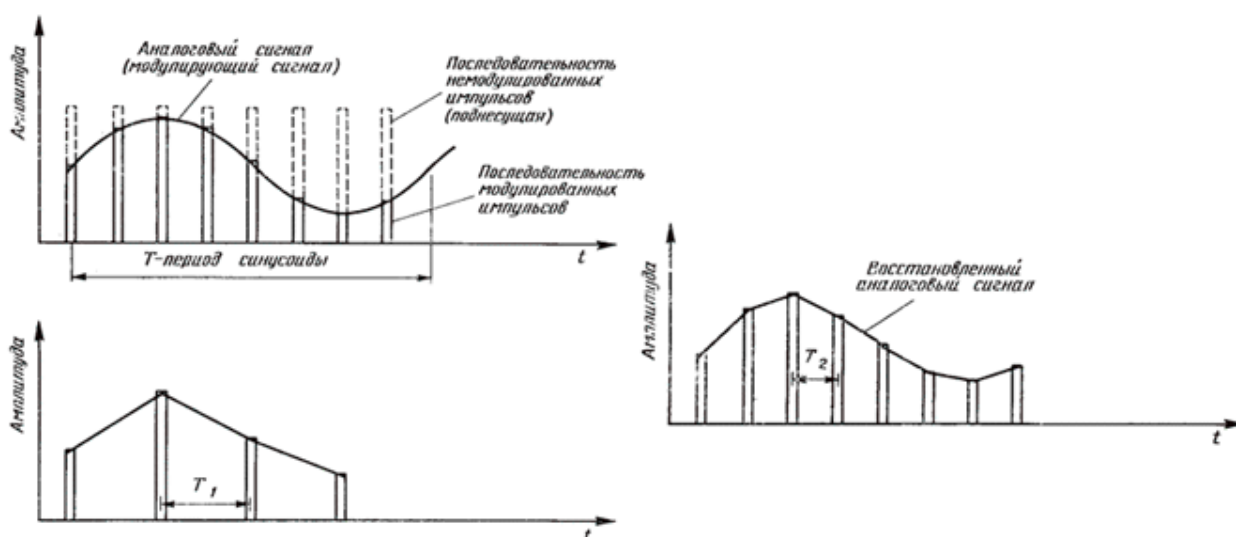


Рис. 5.4. Амплитудная модуляция с использованием цифровых сигналов.

Заключение

АМ, ЧМ и ФМ являются базисом и достаточно редко применяются на практике поодиночке. Чаще применяются их модификации или в сочетании друг с другом. В частности в стандарте GSM (Global System for Mobile Communications) на радио интерфейсе применяется модуляция GMSK (Gaussian modulation with Minimum Shift Keying) – гауссовская манипуляция с минимальным фазовым сдвигом. Главное ее преимущество заключается в том, что манипулированный этим методом сигнал занимает гораздо меньшую частотную полосу, чем при обычной фазовой манипуляции.

Однако в основу GMSK положена, рассмотренная выше обычная фазовая манипуляция, и это видно даже из названия.

Таким образом, выбор того или иного метода манипуляции обусловлен требованиями по помехозащищенности, пропускной способности канала связи, стоимостью реализации оборудования и тому подобному.

Литература

1. Герасимов В. Г. Основы промышленной электроники 1986 г.
2. Гук М. Аппаратные средства IBM PC, энциклопедия. СПб: Питер-Ком, 1999 г.
3. Зангер Г. Электронные системы 1980 г.
4. Касаткин А. С. Электротехника 1965 г.
5. Мигулин В. В. 100 лет радио 1995 г.
6. Мустель Е. Р., Парыгин В. Н., Методы модуляции и сканирования света, М., 1970;
7. <http://celnet.ru/typemod.php>

Замечания. 1. Сроки публикаций цитируемой литературы не соответствуют требованиям современного представления информации.

УДК 621.376

6. ВНУТРЕННЯЯ МОДУЛЯЦИЯ

Студент Л.Е. Пак

Модуляция – процесс изменения одного или нескольких параметров высокочастотного несущего колебания по закону низкочастотного информационного сигнала (сообщения). В данной статье автор особое внимание обращает на то, что внутренняя модуляция света, модуляция излучения оптического передающего устройства, при котором сигнал, поступающий с электрического модулятора, управляет током, протекающим через источник света (током накачки).

Ключевые слова: частота, модуляция, излучение, лазер, меандр, внутренняя, сигнал, фаза, генерация.

Введение

Использование модуляционных устройств, позволяющих управлять процессом генерации оптического излучения, называется внутренней модуляцией. При создании внутренних модуляторов находят применение многие внешние модуляторы, размещенные внутри оптического резонатора лазера.

При внутренней модуляции воздействие на излучение осуществляется в процессе его генерации в самом лазере.

Внутренняя модуляция излучения может быть осуществлена путем воздействия на генератор накачки, активное вещество или резонатор лазера. Наиболее простым методом импульсной внутренней модуляции по интенсивности у твердотельных лазеров является периодическое включение источника накачки — лампы-вспышки. Наиболее распространенным видом внутренней модуляции твердотельных лазеров является так называемая модуляция (переключение) добротности, заключающаяся в том, что путем вращения одного из зеркал резонатора скачкообразно изменяется его добротность от максимальной до нулевой. Роль вращающегося зеркала выполняет обычно стеклянная призма с полным внутренним отражением, установленная на оси электромотора. Условие максимальной добротности, при которой происходит генерация в лазере, имеет место только в те моменты, когда вращающееся зеркало (призма) становится точно параллельно неподвижному зеркалу. Перед этим моментом специальное устройство включает лампу-вспышку, переводящую лазерный стержень из активного вещества в возбужденное состояние. Модуляция добротности дает возможность генерировать импульсы очень большой мощности и длительностью всего в несколько десятков наносекунд.

Внутренняя модуляция

Внутренняя модуляция в лазерах связана с воздействием модулирующего сигнала на процесс генерации. При этом воздействие осуществляется либо на накачку, либо на параметры оптического резонатора лазера - его оптическую длину, добротность или величину обратной связи. Любой фазовый модулятор, помещенный в резонатор лазера, способен управлять оптическими размерами резонатора, любой амплитудный модулятор - добротностью.

Внутренняя модуляция излучения может быть получена изменением мощности накачки. Практически такая модуляция осуществляется включением и выключением источника накачки в твердом генераторе, в котором прямоугольные импульсы от источника накачки подаются на активное вещество.

Иногда внутренняя модуляция сопровождается нежелательными явлениями. Так, при изменении мощности накачки полупроводниковых диодных лазеров меняется и ширина спектральной линии.

Под внутренней модуляцией понимается - воздействие измеряемого параметра на излучение в самом источнике света, под внешней - воздействие измеряемого параметра на излучение вне источника света.

Возможна и внутренняя модуляция, которая осуществляется в самом лазере, путем изменения параметров лазерного активного элемента или

резонатора. Внутренняя модуляция в полупроводниковых лазерах осуществляется за счет изменения режима накачки. В газовых лазерах внутренняя модуляция возможна за счет изменения добротности оптического резонатора. Следует подчеркнуть, что объединение в одном устройстве генерации и модуляции, как правило, ухудшает параметры лазерного излучения. Возникают побочные эффекты, которые приводят к снижению когерентности излучения. В полупроводниковых лазерах, у которых внутреннее управление интенсивностью излучения наиболее просто и эффективно, внутренняя модуляция обычно вызывает рост порога генерации, ухудшение модового состава излучения.

Эффективным методом внутренней модуляции импульсных ОКГ является модуляция добротности, или Q-модуляция. Для этого в резонатор ОКГ вводится специальный затвор, который периодически скачкообразно изменяет добротность резонатора. Когда добротность резонатора мала, генерации нет, и под влиянием энергии накачки на верхнем уровне накапливаются возбужденные частицы. При резком увеличении добротности генератор самовозбуждается и излучает очень мощный кратковременный (гигантский) импульс длительностью в несколько десятков наносекунд.

Частота источника внутренней модуляции равна 400 Гц. Предусмотрена возможность модуляции от внешнего источника с частотой от 50 до 8000 Гц.

В положении переключателя внутренняя модуляция осуществляется внутренним генератором с частотой 400 и 1000 Гц. В положении внешняя модуляция - внешним генератором, причем частота внешней модуляции может меняться в пределах от 50 до 4000 Гц на частотах генератора от 100 до 400 кГц и в пределах от 50 до 8000 Гц на всем остальном диапазоне.

При включении на внутреннюю модуляцию, модулятор представляет собой генератор звуковой частоты 1000 Гц 10 %, выполненный по автотрансформаторной схеме.

При работе с внутренней модуляцией прибор сначала готовят для работы в режиме незатухающих колебаний, затем переключатель рода модуляции устанавливают в положение 400 Гц или 1000 Гц (в зависимости от необходимости) и, вращая ручку, установка М %, устанавливают заданную глубину модуляции.

Особенностью устройств и аппаратов с внутренней модуляцией является наличие первичного датчика, связывающего цепь измеряемого параметра с цепью источника излучения.

Для проверки работы прибора в режиме внутренней модуляции производится настройка на максимальный уровень в непрерывном режиме, переключатель рода работы устанавливается в положение внутрь. Ручкой начальный уровень устанавливается удобная для наблюдения величина импульса. Импульс просматривается на экране в десяти точках, равномерно распределенных по диапазону частот. Для обеспечения неискаженного

сигнала в каждой точке диапазона производится подстройка ручками отражатель, коррекция и регулировкой детекторной головки.

Остановимся еще на одном весьма эффективном методе внутренней модуляции в импульсных передатчиках радиолокационных систем оптического диапазона, в которых предъявляются жесткие требования к постоянству частоты следования импульсов и к их форме.

Ко второму классу модуляторов относятся устройства с внутренней модуляцией, связанной с непосредственным воздействием на процесс генерации излучения. Для модуляции излучения лазеров более эффективной является схема внутренней модуляции. Независимо от механизма, с помощью которого формируют луч, очевидно, что интенсивность излучаемого светового потока будет изменяться синхронно с изменением подводимой к источнику излучения мощности до тех пор, пока скорость изменения энергии питания не превысит скорости релаксационных процессов, протекающих в излучателе.

Внутренняя модуляция в полупроводниковых лазерах осуществляется за счет изменения режима накачки. В газовых лазерах внутренняя модуляция возможна за счет изменения добротности оптического резонатора. Следует подчеркнуть, что объединение в одном устройстве генерации и модуляции, как правило, ухудшает параметры лазерного излучения. Возникают побочные эффекты, которые приводят к снижению когерентности излучения. В полупроводниковых лазерах, у которых внутреннее управление интенсивностью излучения наиболее просто и эффективно, внутренняя модуляция обычно вызывает рост порога генерации, ухудшение модового состава излучения.

При включенной внутренней модуляции выход высокочастотного генератора подается на входные зажимы приемника. Подобранные соответствующие величины выходного сигнала и глубины модуляции, приступают к настройке. Порядок градуировки такой: сначала настраивается первый диапазон, при этом добиваются перекрытия частоты от 150 кГц до 5 МГц, второй от 0,5 МГц до 15 МГц, третий - от 45 МГц до 10 МГц и четвертый - от 10 МГц до 20 - 25 МГц. Прохождение сигнала на определенных частотах прослушивается при помощи приемника, настроенного на ту или иную частоту, в зависимости от частоты колебаний, возбуждаемых генератором.

По шкале генератора измерительных сигналов устанавливают частоту, на которой производят измерение чувствительности. Включают внутреннюю модуляцию генератора измерительных сигналов и приемник настраивают на эту частоту по максимальному выходному напряжению.

Выходное напряжение может регулироваться в пределах от 4 мВ до 20 мВ. Частота источника внутренней модуляции равна 1000 Гц. Внешняя модуляция возможна с частотой от 100 до 20000 Гц. Предусмотрена также возможность импульсной модуляции от внешнего источника. Питание осуществляется от сети переменного тока.

Для всех режимов внутренней модуляции одной из основных погрешностей является погрешность частоты модуляции: отклонение действительной частоты модуляции от ее номинального значения.

Опτικο-электронные трансформаторы тока с внутренней модуляцией

Опτικο-электронные трансформаторы тока с амплитудной модуляцией (ОЭТТА). В качестве источника света в ОЭТТ наиболее употребительным являются арсенид-галлиевые полусферические светодиоды, дающие инфракрасное излучение с волновой длиной 0,9 мкм и работающие в непрерывном режиме. Они обладают достаточным световым потоком и имеют стабильные во времени характеристики. В ОЭТТА с внутренней модуляцией потока излучения воздействие на источник света осуществляется непосредственно током, пропорциональным измеряемому, т.е. происходит модуляция по амплитуде. Схемы ОЭТТА, обладая достоинствами (быстродействие, простота), требуют специальных мер для компенсации температурной нестабильности светодиода и фотоприемника (фотодиода).

Наиболее приемлема передача по оптическому каналу информации об измеряемом токе совместно с калибрующим сигналом. Калибрующий сигнал должен отличаться временным, частотным или другим признаком от рабочего сигнала во всем диапазоне его измерения. Если при каких-то внешних условиях установлен на выходе ОЭТТА рабочий сигнал требуемого уровня, то изменения условий внешней среды (например, температуры) окажут одинаковое воздействие на коэффициент трансформации рабочего и калибрующего сигналов. Калибрующий сигнал и соответственно параметр, воздействующий на изменение коэффициента усиления усилителя, изменяются так, чтобы выходной рабочий сигнал ОЭТТА оставался неизменным при неизменном I_1 . Структурная схема ОЭТТА с калибрующим сигналом представлена на рис.6.1. В качестве первичного измерительного преобразователя используется обычный электромагнитный трансформатор тока (для измерений тока до I_2) или малоиндуктивные шунты и воздушные трансформаторы тока — в каналах релейной защиты, когда ток меняется в широком диапазоне.

Трансформаторы с частотно-импульсной (ОЭТТЧ) и кодово-импульсной модуляцией (ОЭТТК). Частотно-импульсные модуляторы представляют собой управляемые по частоте мультивибраторы, имеющие на выходе формирователи импульсов строго определенной длительности или генераторы импульсов с частотой следования, изменяющейся пропорционально.

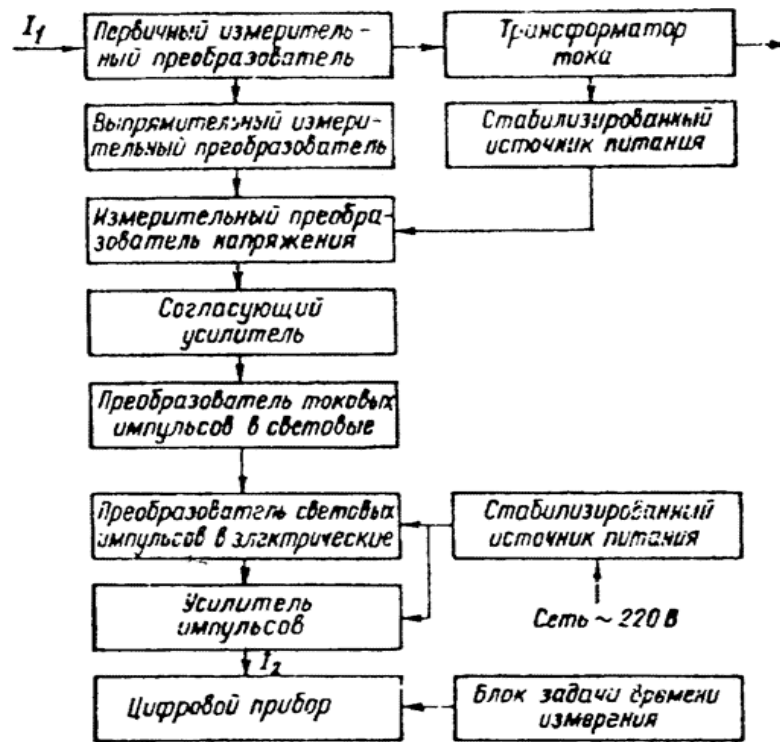


Рис. 6.1. Структурная схема ОЭТГА

Первичный преобразователь 1 представляет собой электромагнитный ТТ с тороидальным магнитопроводом, расположенный на стороне высокого напряжения. Первичная обмотка ТН включается через высокоомный делитель напряжения 5.

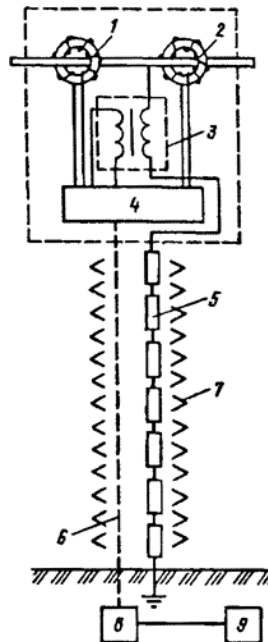


Рис. 6.2. Схема трансформатора тока "Тразер"

В кодирующем блоке информация об измеряемом токе преобразуется в световой поток лазерного диода, который по световоду 6 в опорной изоляционной конструкции 7 передается в приемный блок 5, где он преобразуется в электрический сигнал, который управляет работой релейной защиты или регистрирующего прибора 8.

Работа ОЭТТК происходит следующим образом: при прохождении импульса тока первичный преобразователь (шунт) через усилитель передает на кодирующее устройство напряжение, пропорциональное измеряемому току. Сравнивающее устройство производит сравнение двух напряжений — входного и эталонного — с учетом их знака. При разности потенциалов на входах, меньшей порога срабатывания сравнивающего устройства, каналы измерения закрыты. При возрастании входного напряжения до порогового значения сравнивающее устройство вырабатывает импульс, который идет по оптическому каналу в приемный блок. Сдвиг счетчика на один разряд ведет к скачкообразному изменению опорного напряжения на выходе цифроаналогового преобразователя. Преобразователи преобразуют световые импульсы в электрические, которые управляют счетчиком импульсов декодирующего устройства. На выходе цифроаналогового преобразователя получается напряжение или ток, по форме аналогичный измеряемым.

Заключение

Способ внутренней модуляции оправдывает себя тогда, когда нестабильность частоты в радиолинии значительна, полоса пропускания достаточно широка и отсутствуют помехи. Если же кроме сигнала в полосу пропускания попадает помеха, она модулируется той же самой тональной частотой, что и сигнал, и отличить их друг от друга по тону на выходе приемника невозможно. Это свидетельствует о низкой помехоустойчивости. При внутренней модуляции излучения, измеряемый параметр (напряжение или ток) масштабируется с помощью согласующих устройств и воздействует на источник излучения.

Главное преимущество лазеров с прямой (внутренней) модуляцией — экономическое, т.к. такие устройства намного дешевле лазеров с внешней модуляцией. Главный недостаток — наличие паразитной частотной модуляции (ЧМ), или чирпа (Chirp). Чирп приводит к расширению спектра излучения и, как правило, к сокращению дальности широкополосной передачи информации.

Литература

1. Модуляция // Энциклопедический словарь Брокгауза и Эфрона: В 86 томах (82 т. и 4 доп.) — СПб. 1890—1907.
2. Гук М. "Аппаратные средства IBM PC", СПб 1999.

Замечания. 1. Сроки публикаций цитируемой литературы не соответствуют требованиям современного представления информации.

УДК 621.376

7. ПРЯМАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Студент П.А. Вострокнутов

Статья посвящена описанию, реализации и изменению параметров прямой модуляции, а так же способом избегания нелинейных искажений.

Ключевые слова: прямая модуляция, интенсивность излучения, мощность, степенная аппроксимация.

Введение

Сигналы от измерительных датчиков и любых других источников информации передаются по линиям связи к приемникам - измерительным приборам, в измерительно-вычислительные системы регистрации и обработки данных. Как правило, информационные сигналы являются низкочастотными и ограниченными по ширине спектра, в отличие от широкополосных высокочастотных каналов связи, рассчитанных на передачу сигналов от множества источников одновременно с частотным разделением каналов.

Процедура переноса спектра из низких частот в область высоких частот называется модуляцией. Модуляция в оптических системах с одноканальной и многоволновой передачей должна удовлетворять ряду требований:

- при модуляции должен создаваться компактный спектр сигнала, спектральная эффективность должна приближаться к величине 0.4-0.5 бит/с/Гц (например, полоса 100ГГц при скорости 40Гбит/с);
- модулированный сигнал должен быть максимально устойчив к нелинейным эффектам;
- модулированный сигнал должен быть устойчивым к дисперсионным и нелинейным искажениям в волоконно-оптической линии и устройствах компенсации дисперсии и оптического усиления;
- конфигурация оптического передатчика и приемника должны быть достаточно простыми.

Прямая модуляция

В технике оптических систем передачи этим требованиям соответствуют в определенной степени внешняя и прямая модуляция электромагнитных излучений оптического диапазона.

Прямая модуляция, иногда называемая непосредственной, предполагает воздействие модулирующего сигнала на источник оптического излучения (рисунок 7.1).

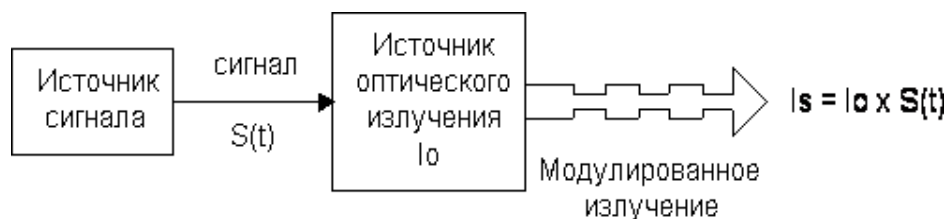


Рис. 7.1. Прямая модуляция

Прямая модуляция отличается относительной простотой и реализуемостью в интегральных схемах, что труднодостижимо для внешней модуляции. Однако применение прямой модуляции имеет частотный (скоростной) предел около 5 ГГц (2,5 - 5,0 Гбит/с). Это обусловлено конечным временем жизни носителей зарядов и фотонов в средах преобразования (активном слое лазерного диода).

Относительная простота и низкая стоимость прямой модуляции обусловили ее широкое применение в оптических системах передачи аналоговых и цифровых сигналов с модуляцией интенсивности (мощности) излучения.

Модулирование выходного излучения

Помимо модуляции интенсивности излучения нашли применение методы модуляции фазы, частоты и поляризации оптического излучения как для передачи информационных сигналов, так и для высокоточных датчиков.

Выходное излучение полупроводникового светодиода или лазера можно непосредственно модулировать изменением характеристик активного слоя (тока накачки/инъекции, объема резонатора лазера) так, чтобы получить модуляцию мощности излучения или оптической частоты, или импульсную модуляцию. Чаще всего при прямой модуляции изменяется выходная мощность или излучение выходит импульсами за счет изменения величины силы тока, протекающего через прибор.

Для реализации прямой модуляции интенсивности (мощности) необходимо подать постоянное смещение, которое позволяет получить линейный процесс.

Интенсивность излучения – средняя мощность, переносимая волной за одну секунду через волновую поверхность площадью один квадратный метр. Однако для описания процесса модуляции часто применяется просто параметр мощности.

$$M = \frac{P_p - P_{min}}{P_p}, \quad (7.1)$$

где P_p – пиковая мощность оптического излучения, P_{min} – минимальная мощность оптического излучения.

Нелинейные искажения

Изменение мощности излучения может происходить импульсно или по закону сигнала с непрерывным во времени изменением, как показано на рисунке 7.1. Непрерывные (аналоговые) сигналы при модуляции могут искажаться. Поэтому при модуляции интенсивности выбирается линейный участок ваттамперной характеристики излучателя. Достижимой является величина M до 90%, но при этом начинают проявляться нелинейные искажения. Для их оценки и нормирования применяется степенная аппроксимация.

Степенная аппроксимация ваттамперной характеристики с нелинейностями в окрестностях некоторой рабочей точки I_0 (ток смещения) можно представить в виде зависимости мощности излучения

$$P_S = a_0 + a_1(I_S - I_0) + a_2(I_S - I_0)^2 + a_3(I_S - I_0)^3 + \dots, \quad (7.2)$$

где a_0, a_1, a_2, \dots – коэффициенты аппроксимации.

Полагая, что ток, проходящий через прибор (СИД или ППЛ), подчиняется закону

$$I_S = I_0 + I_m \cos \omega_S t \quad (7.3)$$

Переходим к мощности:

$$P_S = \omega_S + P_1 \cos \omega_S t + P_2 \cos 2 \omega_S t + P_3 \cos 3 \omega_S t + \dots \quad (7.4)$$

Таким образом, нелинейные искажения приводят при модуляции к искажению формы сигнала и изменению его спектра, т.е. появлению гармоник сигнала $P_2 \cos 2 \omega_S t, P_3 \cos 3 \omega_S t$ и т.д. Изменение спектра опасно образованием переходных помех в многоканальных системах. По этой причине на искажения введены показатели для оценки нелинейности: затухание нелинейности по мощности второй и третьей гармоник

$$a_{H_2} = 101g \frac{P_1}{P_2}; \quad a_{H_3} = 101g \frac{P_1}{P_3}. \quad (7.5)$$

Минимально допустимые значения:

$$a_{H_2} = 55 \text{ дБ}, \quad a_{H_3} = 60 \text{ дБ}.$$

Для достижения указанных значений a_{H_2} и a_{H_3} могут применяться различные методы уменьшения нелинейных искажений: предискажение,

использование отрицательной обратной связи, фазовая компенсация и другие.

Литература

1. Материал из А.В. Давыдов «Теория сигналов и линейных систем»
2. Материал интернет-сайтов: <http://siblec.ru/>

Замечания. 1. Сроки публикаций цитируемой литературы не соответствуют требованиям современного представления информации.

2. Отсутствует заключение.

УДК 621.376

8. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Студент А.С. Пруцков

В статье описывается сущность амплитудной модуляции, ее применение в различных направлениях науки и жизни. Особое внимание уделяется объяснению формирования сигнала с амплитудной модуляцией. Затронут вопрос ширины спектра сигналов с амплитудной модуляцией и комплексной огибающей балансной амплитудной модуляции.

Ключевые слова: Амплитуда, амплитудная модуляция, глубина модуляции, гармоника, комплексная огибающая сигнала, осциллограмма.

Введение

Амплитудная модуляция (АМ) – вид модуляции, при которой изменяемым параметром несущего сигнала является его амплитуда. Амплитудная модуляция является наиболее простым и распространенным способом изменения параметров носителя информации. При амплитудной модуляции амплитуда гармонического колебания (несущего сигнала) изменяется по закону изменения передаваемого информационного сигнала. В радиотехнике амплитудную модуляцию применяют для передачи информации на расстояние в радиовещании, акустической локации и т.д. В радиовещании, например, звуковые колебания преобразуются в электрический сигнал низкой частоты (модулирующий сигнал), который и изменяет (модулирует) амплитуду сигнала высокой (несущей) частоты. У полученного в результате модулированного радиосигнала амплитуда изменяется в соответствии с силой звукового сигнала.

Физический смысл амплитудной модуляции

Основной характеристикой амплитудной модуляции является коэффициент амплитудной модуляции или глубина модуляции (modulation depth) – отношение разности между максимальным и минимальным значениями амплитуд модулированного сигнала к сумме этих значений, выраженное в процентах.

Пусть $S(t)$ – информационный сигнал, $|S(t)| < 1$; $U_c(t)$ – несущее колебание. Тогда амплитудно-модулированный сигнал $U_{am}(t)$ может быть записан следующим образом:

$$U_{am}(t) = U_c(t) \times [1 + m \times S(t)]. \quad (8.1)$$

Здесь m – некоторая константа, называемая коэффициентом модуляции. Формула (1) описывает несущий сигнал $U_c(t)$, модулированный по амплитуде сигналом $S(t)$ с коэффициентом модуляции m . Предполагается также, что выполнены условия:

$$|S(t)| < 1, 0 < m \leq 1. \quad (8.2)$$

Выполнение условий (8.2) необходимо для того, чтобы выражение в квадратных скобках в (8.1) всегда было положительным. Если оно может принимать отрицательные значения в какой-то момент времени, то происходит так называемая (избыточная модуляция). Простые демодуляторы демодулируют такой сигнал с сильными искажениями.

Формирование сигналов с амплитудной модуляцией

Рассмотрим, как производится формирование комплексной огибающей в случае с амплитудной модуляцией. При АМ производится изменение только амплитуды несущего колебания при постоянной начальной фазе: $s(t) = a(t) \times \cos(\omega_0 \times t + \varphi_0)$, где $a(t)$ – закон изменения амплитуды, а φ_0 – постоянная начальная фаза несущего колебания. Потребуем, чтобы модулирующий сигнал имел нулевую постоянную составляющую и $|S_m(t)| \leq 1$, тогда $a(t) = 1 + m \times S_m(t)$, где m носит название глубины АМ и радиосигнал с АМ имеет вид:

$$S(t) = A_0 \times (1 + m \times S_m(t)) \times \cos(\omega_0 \times t + \varphi_0). \quad (8.3)$$

Поясним смысл глубины АМ, для этого возьмем частный случай модулирующего сигнала $S_m(t) = \cos(\Omega \times t + \psi)$, где $\Omega \ll \omega_0$. В этом случае получим так называемую однотоновую АМ. При $m = 0$ амплитуда несущего колебания не меняется. На рис. 8.1-8.4 приведены графики АМ сигнала при различной глубине модуляции: от 0 до 1,5. Темным показана амплитуда $a(t) = 1 + m \times S_m(t)$. При глубине модуляции от 0 до 1 амплитуда

несущего колебания совпадает с $a(t)$, однако при $m > 1$ наблюдается перемодуляция, так как $a(t)$ пересекает ось абсцисс.

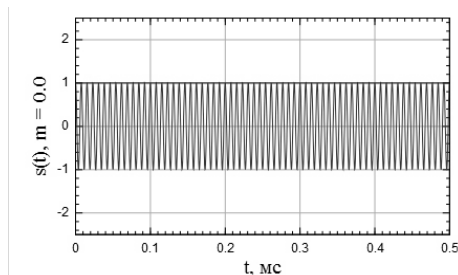


Рис. 8.1. АМ сигнал при глубине модуляции равной 0

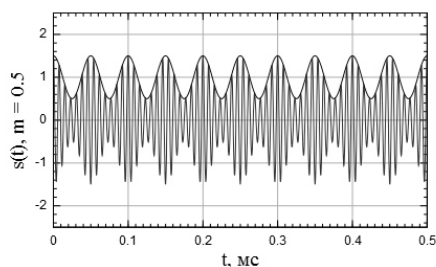


Рис. 8.2. АМ сигнал при глубине модуляции равной 0,5

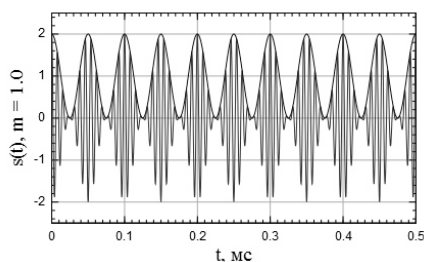


Рис. 8.3. АМ сигнал при глубине модуляции равной 1

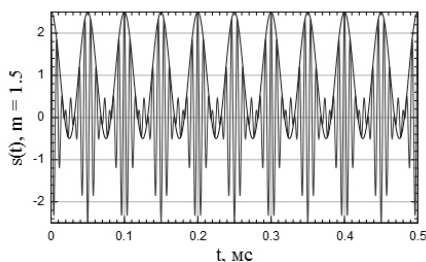


Рис.8. 4. АМ сигнал при глубине модуляции равной 1,5

Если глубина АМ выбрана так, что перемодуляции не наблюдается, то измерить глубину АМ можно по осциллограмме радиосигнала. Для этого необходимо померить максимальную и минимальную амплитуду несущего колебания, как это показано на рис.8. 5, и по ним рассчитать глубину АМ по формуле:

$$M = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{A_{\max} + A_{\min}}$$

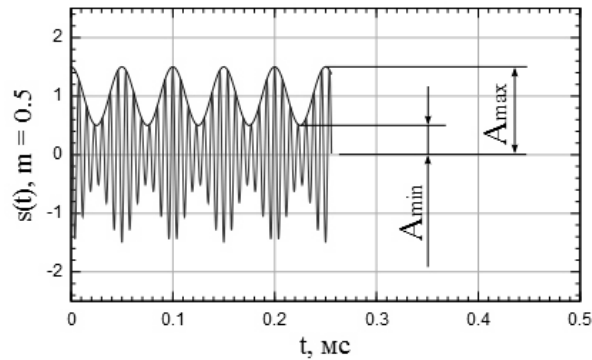


Рис. 8.5. Измерение глубины АМ по осциллограмме радиосигнала

Теперь рассмотрим структурную схему АМ модулятора. Для этого выделим из АМ сигнала (3) комплексную огибающую:

$$S(t) = R(A_0 \times (1 + m \times S_m(t)) \times \exp(j \times \omega_0 \times t + \varphi_0)) = A_0 \times R(a(t) \times \exp(j \times \varphi_0) \times \exp(j \times \omega_0 \times t)).$$

Таким образом, комплексная огибающая равна

$$z_m(t) = a(t) \times \exp(j \times \varphi_0), \quad (8.4)$$

тогда квадратурные составляющие комплексной огибающей равны:

$$I(t) = a(t) \times \cos(\varphi_0) = (1 + m \times S_m(t)) \times \cos(\varphi_0); \quad Q(t) = a(t) \times \sin(\varphi_0) = (1 + m \times S_m(t)) \times \sin(\varphi_0).$$

Спектр сигналов с амплитудной модуляцией

Амплитудный $|S(\omega)|$ и фазовый спектры сигнала с АМ представлены на рисунке 8.6.

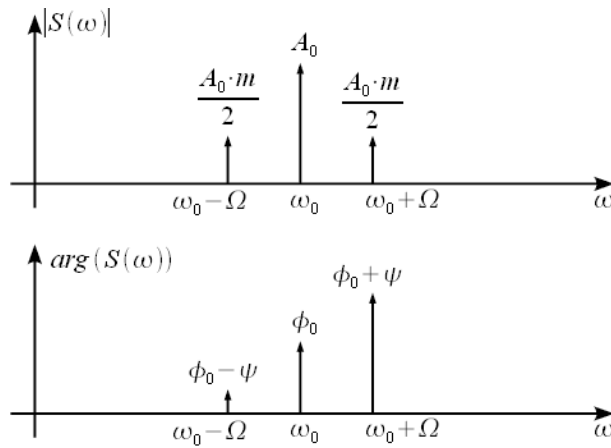


Рис. 8.6. Амплитудный и фазовый спектр сигнала с АМ

Центральная гармоника не несет никакой информации, однако ее амплитуда максимальна и не зависит от глубины АМ. Информация заключена в боковых гармониках, при этом их уровень зависит от глубины АМ, чем она выше, тем уровень боковых гармоник больше. Максимальное значение глубины АМ при котором не наблюдается перемодуляции $m = 1$, это означает, что максимальный уровень боковых гармоник в 2 раза ниже уровня несущей частоты. При этом как нетрудно заметить при $m = 1$ суммарная мощность информационных гармоник будет в 2 раза ниже мощности несущей частоты, другими словами передатчик большую часть энергии тратит на излучение неинформационной несущей, то есть просто обогревает космос. Также необходимо сделать замечание: спектр АМ сигнала всегда симметричен относительно центральной частоты, если модулирующий сигнал $S_m(t)$ чисто вещественный.

Сигналы с балансной АМ (DSB) и их спектр

Давайте теперь допустим, что у нас есть перемодуляция, т.е. $m > 1$. Тогда при $m = 2$ уровень информационных гармоник сравняется с уровнем несущей и при дальнейшем росте глубины модуляции уровень информационных гармоник уже начнет превосходить уровень несущей. Если позволить глубине модуляции расти неограниченно, то можно сделать предельный переход:

$$S(t) = \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{m} \times A_0 \times (1 + m \times S_m(t)) \times \cos(\omega_0 \times t + \phi_0) = A_0 \times S_m(t) \times \cos(\omega_0 \times t + \phi_0) \quad (8.5)$$

В выражении (8.5) множитель $\frac{1}{m}$ введен для того, чтобы зафиксировать уровень боковых информационных гармоник (это легко понять, рассмотрев выражение $\frac{1}{m} \times \frac{A_0 \times m}{2} = \frac{A_0}{2} = const$). В результате при увеличении m будет наблюдаться падение уровня несущей при фиксированном уровне информационных гармоник, так как все гармоники делятся на m . Такой

предельный переход приводит к балансной АМ с подавлением несущей (DSB). Действительно, уровень несущей будет: $\lim_{m \rightarrow \infty} \frac{A_0}{m} = 0$.

Рассмотрим однотоновую балансную АМ с подавлением несущей при

$$\begin{aligned} S_m(t) &= \cos(\Omega \times t + \psi) : \\ S_m(t) &= A_0 \times \cos(\Omega \times t + \psi) \times \cos(\omega_0 \times t + \psi_0). \end{aligned} \quad (8.6)$$

Таким образом, спектр однотоновой балансной АМ с подавлением несущей содержит всего две гармоники как это представлено на рисунке 8.7.

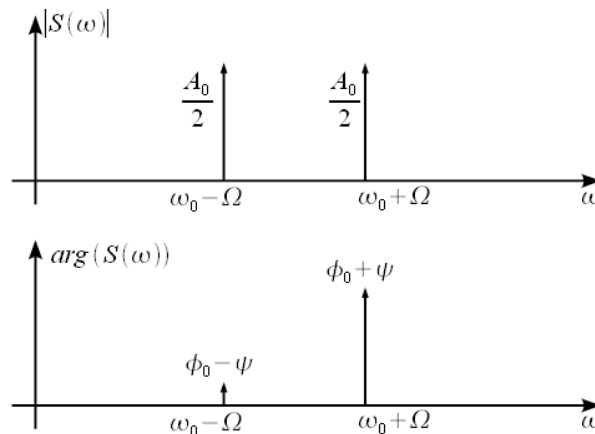


Рис. 8.7. Спектр однотоновой балансной АМ с подавлением несущей

Комплексная огибающая балансной АМ имеет вид $z_m(t) = a(t) \times \exp(j \times \varphi_0)$, где $a(t) = S_m(t)$.

Сигнал с балансной АМ (8.5) имеет вид, представленный на рис. 8.8. При этом можно заметить, что на осциллограмме видна несущая частота, которая отсутствует в спектре. Однако при пересечении модулирующим сигналом оси абсцисс, несущее колебание меняет знак (фаза сдвигается на π), это видно из рисунка 9 и в результате при излучении несущее колебание компенсируется, хотя на осциллограмме его можно увидеть.

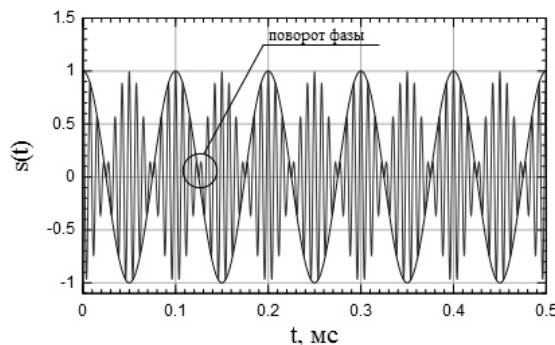


Рис. 8.8. Осциллограмма сигнала с балансной АМ с подавлением несущей

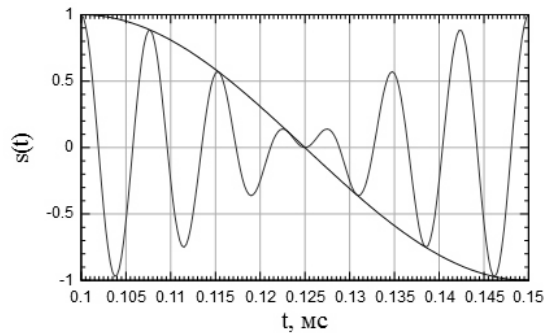


Рис. 8.9. Сдвиг фазы при балансной АМ компенсирует несущую при излучении

Схема модулятора балансной АМ такая как и в случае с АМ без подавления несущей, просто другой способ формирования амплитуды комплексной огибающей.

Векторное представление сигналов с АМ и DSB

Рассмотрим векторное представление комплексной огибающей сигналов с АМ и с балансной АМ на рисунке 8.10.

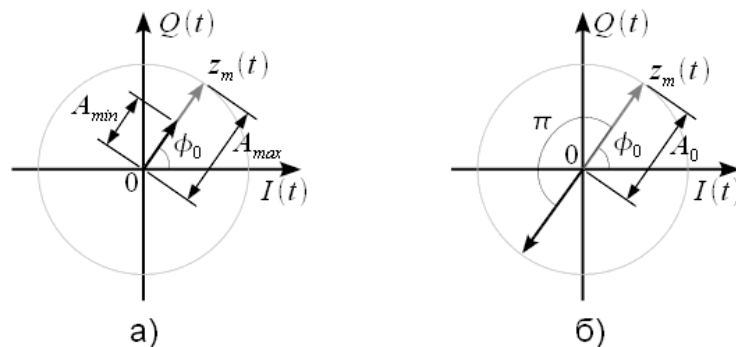


Рис. 8.10. Векторное представление комплексной огибающей сигналов с АМ (а) и балансной АМ с подавлением несущей (б)

В обоих случаях вектор $z_m(t)$ повернут на угол φ_0 и меняет свою амплитуду по закону $a(t)$. При этом при АМ вектор $z_m(t)$ всегда направлен в одну сторону и амплитуда меняется в зависимости от глубины АМ от A_{\min} до A_{\max} согласно (4), а при балансной АМ вектор меняется по амплитуде в пределах A_0 , причем в зависимости от модулирующего сигнала, вектор комплексной огибающей меняет знак на противоположный, что означает – фаза меняется на π радиан, как показано на рис. 8.10 б.

Главное преимущество балансной АМ – полное подавление несущей частоты. Вся мощность передатчика идет на излучение информационных составляющих. Как и в случае с АМ, спектр радиосигнала с балансной АМ симметричен относительно несущей частоты. Ширина спектра

радиосигнала с балансной АМ равна удвоенной верхней частоте модулирующего сигнала, или в случае однотоновой модуляции ширина спектра равна $2 \times \Omega$.

Заключение

В статье было рассмотрено формирование АМ радиосигнала. Можно сделать выводы:

- АМ сигнал формируется путем управления амплитудой несущего колебания по закону модулирующего сигнала.
- При отсутствии перемодуляции на излучение информации приходится не более 33% мощности сигнала, остальное — излучение несущей, а при балансной АМ несущая подавлена и вся мощность расходуется на излучение информации.
- Показано, что спектр АМ всегда симметричен относительно несущей при вещественном модулирующем сигнале и имеет ширину равную удвоенной верхней частоте модулирующего сигнала.

Литература

1. Амплитудная модуляция // Википедия. URL: http://ru.wikipedia.org/wiki/Амплитудная_модуляция (дата обращения: 25.12.2011).
2. Амплитудная модуляция // Теория и практика цифровой обработки сигналов. URL: <http://www.dsplib.ru/content/am/am.html> (дата обращения: 25.12.2011).

УДК 621.3

9. ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Студент М.А. Смирнова

Статья посвящена изменениям параметров света, а именно, модуляции. В ней рассмотрен один из основных видов модуляции света - фазовая модуляция. Отмечены наиболее важные и полезные преимущества и недостатки модуляции.

Ключевые слова: модуляция, фазовая модуляция, фазовая манипуляция, способы фазовой модуляции.

Введение

Модуляция – это изменение одного из параметров света: интенсивности, частоты, фазы, поляризации, направления, частоты распределения мод и т.д. в зависимости от управляющего сигнала.

Колебания высокой частоты, используемые для передачи сигналов, носят название несущей частоты.

Управляющий (модулирующий) сигнал может быть электрическим (ток, напряжение), акустическим, механическим и даже оптическим. Применительно к цифровым сигналам существует другой термин "манипуляция", однако его часто заменяют все тем же словом "модуляция" подразумевая, что речь идет о цифровых сигналах. Процесс модуляции представляет собой изменения одного из параметров колебания высокой частоты по закону управляющего низкочастотного сигнала. В зависимости от того, какой параметр (амплитуда, частота, фаза) подвергается изменению, различают амплитудную, частотную и фазовую модуляции.

Различные схемы модуляции совмещают два или более видов, образуя сложные системы связи. Не всегда возможно найти четко выраженные основания для использования того или иного метода модуляции.

Во всех методах модуляции несущей служат синусоидальные колебания угловой частоты.

Фазовая модуляция

Фазовая модуляция - целенаправленное изменение фазы колебательного процесса во времени.

У сигналов с ФМ полная фаза изменяется в соответствии с модулирующим сигналом:

$$\Phi t = \omega_0 \times t + m \times sm(t), \quad (9.1)$$

где m называется индексом фазовой модуляции или девиацией фазы, а модулирующий сигнал по модулю не превосходит единицы $sm(t) \leq 1$

Тогда комплексная огибающая РМ сигнала имеет вид:

$$zm(t) = A_0 \times \exp(j \times m \times sm(t)) \quad (9.2)$$

а сам радиосигнал может быть представлен следующим образом:

$$s(t) = A_0 \times \cos(\omega_0 \times t + m \times sm(t)). \quad (9.3)$$

Фазовая модуляция (ФМ) происходит за счет небольших изменений фазы несущего сигнала. При ФМ для передачи данных используются изменения фазы, в то время как частота остается постоянной. Фазовый сдвиг может быть как положительным, так и отрицательным относительно фазы опорного сигнала. Приемник способен обнаруживать эти сдвиги фазы и получать в результате соответствующие биты данных.

Одним из основных недостатков фазовой модуляции является эффект "обратной работы" в фазовом детекторе (устройстве, выделяющем из модулированного сигнала информационный), когда ошибка в одном символе может привести к ошибочному детектированию всех последующих символов. От этого нежелательного эффекта свободна относительная фазовая манипуляция (ОФМ).

Фазовая манипуляция — один из видов фазовой модуляции, при которой фаза несущего колебания меняется скачкообразно в зависимости от информационного сообщения. Ее принцип заключается в том, что фаза символа определяется не только текущим значением информационного сигнала, но и значением предшествующих символов. Фазовая манипуляция подразделяется на двоичную фазовую манипуляцию, квадратурную фазовую манипуляцию.

Двоичная фазовая манипуляция — самая простая форма фазовой манипуляции. Работа схемы двоичной ФМн заключается в смещении фазы несущего колебания на одно из двух значений, нуль или π (180°). Двоичную фазовую манипуляцию можно также рассматривать как частный случай квадратурной манипуляции (QAM-2).

Когерентное детектирование-эта модуляция является самой помехоустойчивой из всех видов ФМн, то есть при использовании бинарной ФМн вероятность ошибки при приёме данных наименьшая. Однако каждый символ несет только 1 бит информации, что обуславливает наименьшую в этом методе модуляции скорость передачи информации.

При квадратурной фазовой манипуляции используется созвездие из четырёх точек, размещённых на равных расстояниях на окружности. Используя 4 фазы, в QPSK на символ приходится два бита, как показано на рисунке. Анализ показывает, что скорость может быть увеличена в два раза относительно BPSK при той же полосе сигнала, либо оставить скорость прежней, но уменьшить полосу вдвое.

Вторым существенным недостатком фазовой модуляции является необходимость широкой полосы пропускания для передачи фазомодулированного сигнала. Широкая полоса, необходимая для передачи такого сигнала, обусловлена расширением спектра из-за резких переходов между фазой предыдущего и последующего символа.

На практике часто применяются не обычная ОФМ, а ДОФМ (двойная относительная фазовая манипуляция) или ТОФМ (тройная относительная фазовая манипуляция). Главное их преимущество — это возможность

передать в одной посылке сигнала сразу два информационных символа для ДОФМ и три – для ТОФМ. Это достигается за счет использования не двух, а четырех (ДОФМ) или восьми (ТОФМ) начальных фаз.

Также существуют и другие варианты фазовой модуляции, которые приносят те или иные положительные свойства. Таким образом, фазовая манипуляция нашла наибольшее применение в системах связи исключительно за счет низкой доли фазовых помех в общей доле нежелательных внешних воздействий.

Временные диаграммы модулирующего и несущего сигналов, а также фазомодулированного колебания приведены на рисунке 9.1.

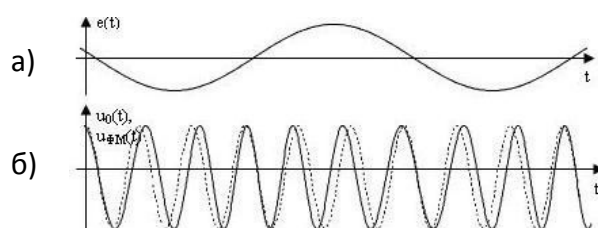


Рис.9.1. Фазовая модуляция (а) модулирующий сигнал; б) несущее колебание)

Хорошо видно, что при изменении частоты несущей меняется и ее фаза. Может сложиться впечатление, что ЧМ и ФМ одно и то же. Действительно, рассматривая частный случай (модулирование синусоидальным сигналом), мы получим идентичные спектры и не заметим разницы. Однако разница проявится, как только управляющий сигнал перестанет быть гармоническим.

Способы фазовой модуляции (манипуляции)

- 1.Изменение фазы несущего сигнала путем переключения генераторов несущего сигнала.
- 2.Изменение фазы несущего сигнала путем переключения каналов несущего сигнала. При этом в каждом канале сигнал берется от одного и того же генератора, но с заданным сдвигом по фазе.
- 3.Квадратурно-фазовая модуляция несущего сигнала.
- 4.Фазовая модуляция, получаемая изменением частоты несущего сигнала.
- 5.Цифровой синтез фазоманипулированного сигнала без использования фазосдвигающих цепей и изменения реактивных параметров колебательного контура.

Заключение

Существует три основных вида манипуляции

сигналов: амплитудная (Amplitude-shift keying (ASK)), частотная (Frequency-shift keying (FSK)) и фазовая (Phase-shift keying (PSK)). Этот набор манипуляций определяется основными характеристиками, которыми обладает любой сигнал.

Существуют различные варианты ФМ, которые приносят те или иные положительные свойства. Таким образом, ФМ нашла наибольшее применение в системах связи исключительно за счет низкой доли фазовых помех в общей доле нежелательных внешних воздействий.

Литература

1. Герасимов В. Г. Основы промышленной электроники 1986 г.
2. Гук М. Аппаратные средства IBM PC, энциклопедия. СПб: Питер-Ком, 1999 г.
3. Мустель Е. Р., Парыгин В. Н., Методы модуляции и сканирования света, М., 1970;
4. <http://celnet.ru/typemod.php>,
5. <http://dic.academic.ru/dic.nsf/ruwiki/207233>.

Замечания. 1. Сроки публикаций цитируемой литературы не соответствуют требованиям современного представления информации.

УДК 535.51:666.011.01

10. ЧАСТОТНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Студент И.О. Лютин

Понятие частотной модуляции и её достоинства. При передаче информационного сигнала, роль переносчика информации выполняет высокочастотное колебание, называемое несущим. В качестве несущего могут быть использованы колебания различной формы, но чаще всего применяются гармонические колебания. В зависимости от того, какой из параметров несущего колебания изменяется, различают вид модуляции - амплитудная, частотная, фазовая и другие.

Ключевые слова: несущий, модуляция, частотная.

Введение

Частотная модуляция — вид аналоговой модуляции, при котором информационный сигнал управляет частотой несущего колебания. По сравнению с амплитудной модуляцией здесь амплитуда остаётся постоянной.

Частотная модуляция была предложена Эдвином Армстронгом и запатентована им 26 декабря 1933 года.

Частотная модуляция применяется для высококачественной передачи звукового (низкочастотного) сигнала в радиовещании (в диапазоне УКВ), для звукового сопровождения телевизионных программ, передачи сигналов цветности в телевизионном стандарте SECAM, видеозаписи на магнитную ленту, музыкальных синтезаторах.

Высокое качество кодирования аудиосигнала обусловлено тем, что при частотной модуляции применяется большая девиация несущего сигнала, а в приёмной аппаратуре используют ограничитель амплитуды радиосигнала для ликвидации импульсных помех.

Достоинства частотной модуляции

Главным достоинством частотной модуляции является ослабление действия помех, что позволяет улучшить качество приема. По сравнению с амплитудной модуляцией при частотной модуляции лучше используется мощность передатчика. В радиосвязи и радиовещании успешно применяется частотная модуляция. Для радиовещания применяется широкополосная частотная модуляция, при которой наибольшее отклонение частоты от первоначального значения достигает десятков килогерц (обычно ± 75 кГц). Такое отклонение частоты допустимо только в случае, если частота несущих колебаний достаточно велика. Поэтому радиовещание с частотной модуляцией ведется на ультракоротких волнах, т. е. на частотах не менее десятков мегагерц.

Частотная модуляция

При частотной модуляции амплитуда несущего колебания остается постоянной, а несущая частота ω_0 изменяется во времени по закону модулирующего сигнала.

На рис.10.1. показаны графики модулирующего синусоидального звука и колебания с переменной высокой частотой, полученной в результате частотной модуляции. Во время первого положительного полупериода звукового колебания частота несущего колебания возрастает, доходит до наибольшего значения, а затем возвращается к первому значению. В течение второго отрицательного полупериода звука частота несущего колебания уменьшается, доходит до наименьшего значения и снова принимает первоначальное значение. Чем больше амплитуда модулирующего сигнала, тем сильнее изменяется частота.

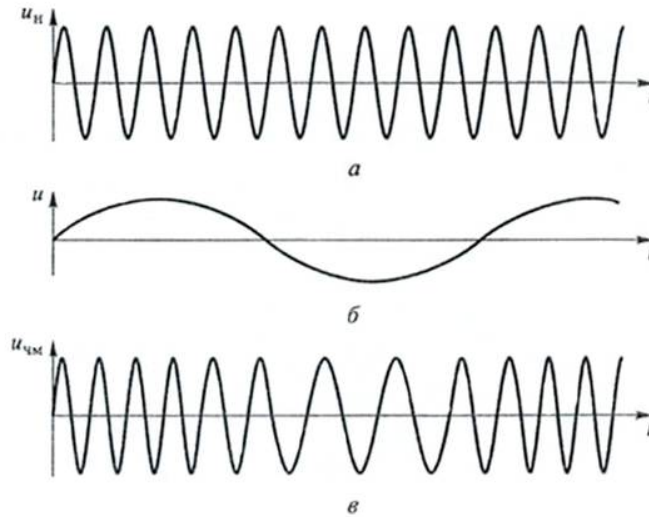


Рис.10.1. Частотная модуляция

a – несущее колебание; b – модулирующий сигнал; $в$ – частотно – модулированный сигнал; u_n – мгновенное значение напряжения несущего колебания; u – мгновенное значение напряжения модулирующего сигнала; $u_{чм}$ – мгновенное значение напряжения частотно – модулированного сигнала; t – текущее значение времени.

При частотной модуляции модулируемым параметром является частота гармонического колебания ω_0 , которая получает приращение $\Delta\omega$, зависящее от времени и пропорциональное мгновенному значению модулирующего сигнала U . В случае гармонического колебания мгновенная частота ω не меняется во времени, она равна несущей частоте ω_0 .

При частотной модуляции частота несущего колебания ω связана с модулирующим сигналом U зависимостью

$$\omega = \omega_0 + k_{ч}U, \quad (10.1)$$

где ω_0 – несущая частота несущего колебания; $k_{ч}$ – размеренный коэффициент пропорциональности между частотой и напряжением, рад / (В·с).

Максимальное отклонение мгновенного значения частоты модулированного колебания от среднего значения называется девиацией частоты.

$$\omega_d = \omega_{m\phi} = k_{ч}U/\omega \quad (10.2)$$

$$\omega_d = \omega_{m\phi} = k_{ч}U/\omega, \quad (10.3)$$

где ω - мгновенное значение круговой частоты; $m\phi$ - девиация фазы

несущего колебания (индекс частотной модуляции); U – амплитуда модулирующего сигнала.

Частотная модуляция дискретных сообщений

При передаче дискретной информации, в том числе цифровой, кодированной информации – комбинации двоичных сигналов, состоящей из логических 1 и 0, модуляцию называют манипуляцией, а устройство, реализующее процесс, – как модулятором, так и манипулятором. Процесс манипуляции называют также телеграфным режимом работы, соответственно заменяется название частотная модуляция на частотную телеграфию.

При модуляции дискретных сообщений используется двухступенчатая модуляция, это связано с тем, что в идеальном случае полоса пропускания радиоприемника должна быть равна спектру принятого сигнала. Практически данное требование из-за нестабильности частоты несущей радиопередатчика и частоты гетеродина радиоприемника реализовать не удается: полосу пропускания с учетом названных нестабильностей частоты приходится расширять, что снижает помехоустойчивость. Поэтому более эффективной оказалась двухступенчатая модуляция, при которой логические 1 и 0 модулируют сначала поднесущую сравнительно низкой частоты, а затем этой поднесущей модулируют частоту несущей радиопередатчика.

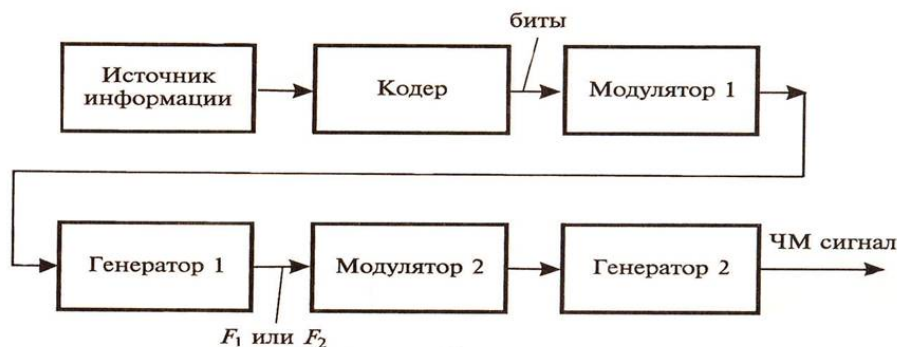


Рис.10.2. Структурная схема частотной телеграфии

В первой ступени модуляции сигнал, поступающий от источника информации, с помощью кодирующего устройства (кодера) преобразуется в последовательность двоичных сигналов – в биты информации. Далее в модуляторе логической 1 присваивается частота F_1 , а логическому 0 – F_2 . Далее синусоидальный сигнал с частотой F_1 и F_2 во второй ступени модулирует с девиацией частоту несущей радиопередатчика. В радиоприемнике такой сигнал дважды проходит процедуру демодуляции: сначала выделяется частота, а затем – исходящее цифровое сообщение –

битовая последовательность. При такой двухступенчатой модуляции полос пропускания фильтров, устанавливаемых в канале поднесущей частоты, удастся сузить до ширины спектра передаваемого сообщения и тем самым повысить помехоустойчивость.

Заключение

Электрическая связь - это огромный комплекс передачи, приема и обработки информации, построение которого в немалой степени обязано достижениям радиотехники, зародившейся как самостоятельная и техническая дисциплина.

Отличительная особенность нашего времени - непрерывно возрастающая потребность в передаче потоков информации на большие расстояния. Это обусловлено многими причинами, и в первую очередь тем, что электрическая связь стала одним из самых мощных рычагов управления.

Частотная модуляция является одной из важнейших частей электрической связи, так как она обладает высокой помехоустойчивостью, и является незаменимой частью современного радиовещания.

Литература

1. Большая советская энциклопедия.
2. <http://ru.wikipedia.org>
3. В. И. Каганов. Радиопередающие устройства. М. ИРПО: Издательский центр «Академия» 2002
4. Н. Н. Малов. Радиотехника. М. »Просвещение», 1971

Замечания. 1. Сроки публикаций цитируемой литературы не соответствуют требованиям современного представления информации.

УДК 621.376.5

11. ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Студент И.В. Парфененков

Статья знакомит нас с понятием модуляции, её видами и типами, а именно с импульсной модуляцией. Рассматриваются принципы, особенности и виды импульсной модуляции.

Ключевые слова: модуляция, системы связи, импульсная модуляция.

Введение

Модуляция - это процесс преобразования одного сигнала в другой, для того чтобы передать сообщение в нужное место. А ещё есть процесс обратный модуляции и называется он демодуляцией. И заключается он в том, чтобы преобразовать принятое сообщение в первоначальный вид. Отсюда следует, что процесс полной передачи сообщения состоит из трёх основных этапов: первый этап, это процесс изменения сигнала для того, чтобы его передать; второй этап, это передача сообщения; и третий этап, это возвращение сообщения в его начальный вид. И даже есть разные виды переносчиков. И для каждого вида переносчика есть различные виды модуляции.

Ещё есть система связи. Система связи, она же система передачи информации, в неё входят передатчик, канал и приёмник. Передатчик – средство для передачи сообщений. Канал передачи – это технические устройства и физическая среда, в которой сигналы распространяются от передатчика к приёмнику. А приёмник – это средство для приема сообщений и сигналов.

В процессе передачи на сообщения воздействуют различные помехи. Все помехи для упрощения условно объединены в одном источнике помех.

Характеристики системы связи можно разделить на внешние и внутренние. К внешним характеристикам, по которым получатель оценивает качество связи, относят верность, скорость и своевременность передачи. Внутренние характеристики позволяют оценить степень использования предельных возможностей системы. К ним относятся помехоустойчивость и эффективность.

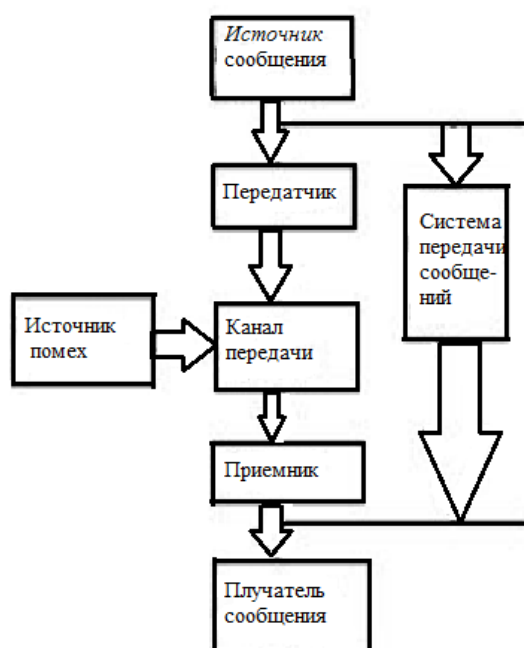


Рис.11.1 Схема системы передачи сообщений.

Перечисленные важнейшие характеристики систем передачи тесно связаны между собой. Эффективность использования существующих систем и обоснованность выбора принципов построения новых систем во многом будут зависеть от того, насколько полно разработчики аппаратуры используют свойства сообщений, сигналов и помех, а также особенности их преобразований в каналах и различных свойствах системы, тем самым мы можем говорить уже о модуляции.

Виды модуляции. Типы импульсной модуляции

Процесс преобразования первичного сигнала заключается в изменении одного или нескольких параметров несущего колебания по закону изменения первичного сигнала (то есть в наделении несущего колебания признаками первичного сигнала) и называется модуляцией.

Перенос сигнала из одной точки пространства в другую осуществляет система электросвязи. Электрический сигнал является, по сути, формой представления сообщения для передачи его системой электросвязи.

Существует два вида переносчиков: гармонический и импульсный.

Для гармонического переносчика возможны три вида модуляции: амплитудная модуляция (АМ), фазовая (ФМ) и частотная (ЧМ).

При использовании импульсных методов для передачи аналоговых сигналов необходимо сначала преобразовать аналоговые данные в импульсную форму. Это преобразование также относится к модуляции, так как аналоговые данные используются для модулирования (изменения) последовательности импульсов или импульсной поднесущей. На рисунке 11.2,а показана модуляция синусоидальным сигналом амплитуд последовательности импульсов.

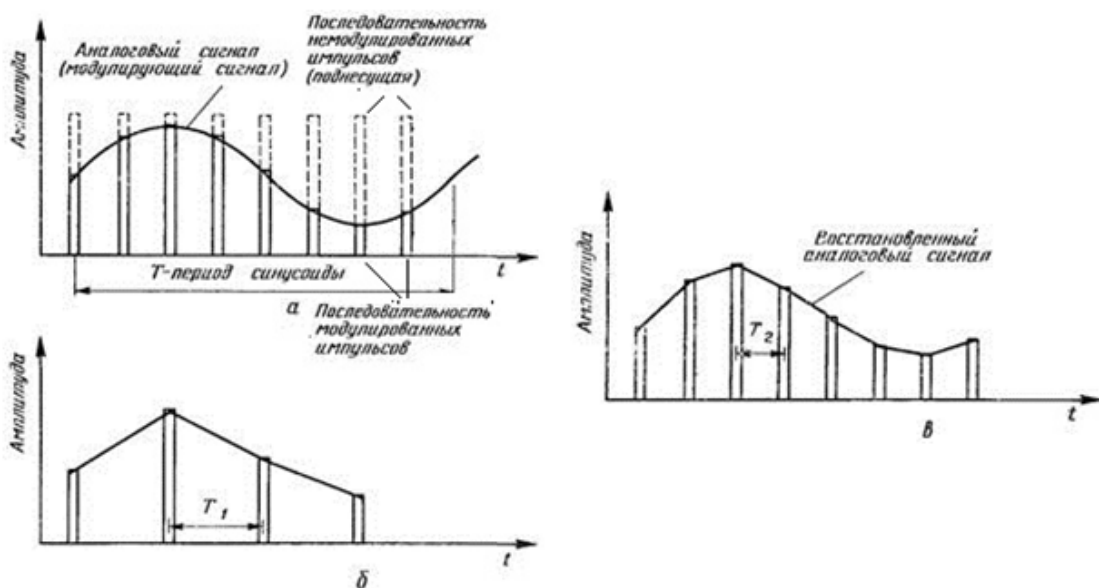


Рис. 11.2. Форма сигналов амплитудно-импульсной модуляции; а— форма модулированного сигнала; б—воспроизведенная форма сигнала при низкой частоте следования импульсов, T_1 — период последовательности импульсов; в — воспроизведенная форма сигнала при высокой частоте следования импульсов, T_2 — период последовательности импульсов.

Амплитуда каждого импульса в модулированной последовательности зависит от мгновенного значения аналогового сигнала. Синусоидальный сигнал может быть восстановлен из последовательности модулированных импульсов путем простой фильтрации. На рис.11.2,б графически показан процесс восстановления первоначального сигнала путем соединения вершин импульсов прямыми линиями. Однако восстановленная на рис. 11.2,б форма колебаний не является хорошим воспроизведением первоначального сигнала из-за того, что число импульсов на период аналогового сигнала невелико. При использовании большего числа импульсов, т. е. при большей частоте следования импульсов по сравнению с частотой модулирующего сигнала, может быть достигнуто наиболее лучшее воспроизведение (рис.11.2,в). Этот процесс амплитудно-импульсной модуляции (АИМ), относящийся к модуляции поднесущей последовательности импульсов, может быть выполнен путем выборки аналогового сигнала через постоянные интервалы времени импульсами выборки с фиксированной длительностью. Импульсы выборки — это импульсы, амплитуды которых равны величине первоначального аналогового сигнала в момент выборки. Частота выборки (число импульсов в секунду) должна быть, по крайней мере, в два раза большей, чем самая высокая частота аналогового сигнала. Для лучшей воспроизводимости частота выборки обычно устанавливается в 5 раз большей самой высокой частоты модуляции.

Широтно-импульсная модуляция преобразует уровни выборок напряжений в серии импульсов, длительность которых прямо пропорциональна амплитуде напряжений выборок (рис. 3,а). Отметим, что амплитуда этих импульсов постоянна; в соответствии с модулирующим сигналом изменяется лишь длительность импульсов. Интервал выборки — интервал между импульсами — также фиксирован.

Частотно-импульсная модуляция преобразует уровни выборок напряжений в последовательность импульсов, мгновенная частота которых, или частота повторения, непосредственно связана с величиной напряжений выборок. И здесь амплитуда всех импульсов одинакова, изменяется только их частота. По существу всё аналогично обычной частотной модуляции, лишь несущая имеет несинусоидальную форму, как в случае обычной ЧМ, она состоит из последовательности импульсов.

Кодово-импульсная модуляция преобразует выборки напряжения в кодированное сообщение. К примеру, дискретный уровень, равный 5,5 В,

может быть представлен двоичным числом $101.101=5,5$ с помощью аналого-цифрового преобразователя. Кодовое сообщение 101.101 представляет собой некоторую выборку напряжения V_s . Подобным кодированием (в данном случае двоичным кодом) преобразуют каждую выборку. Последовательность таких кодовых сообщений представляет собой серию чисел, описывающих последовательные выборки. Код может быть любым: двоичным с шестью разрядами, как представленный выше, или двоичным кодом с N разрядами, или двоично-кодированным десятичным и т. д.

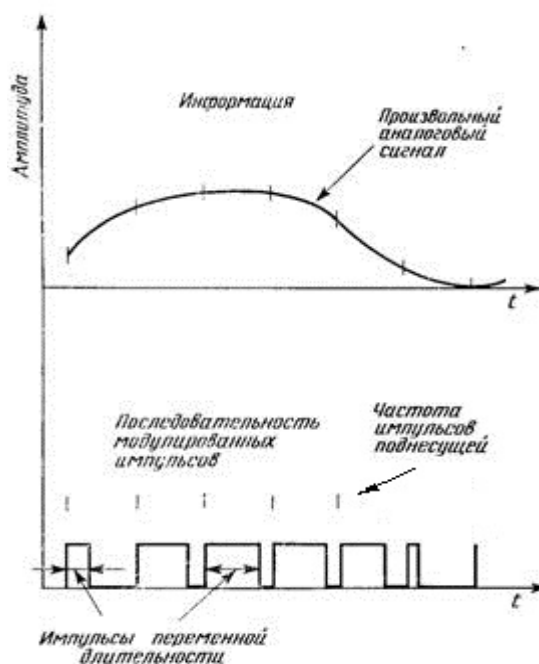


Рис. 11.3. Широтно-импульсная модуляция.

Приведенные выше модуляционные схемы — лишь некоторые представители большого числа используемых методов. Подчеркнем, что рассмотренная здесь ИМ-модуляция относится к модуляции поднесущей, т.е. модуляции последовательности импульсов, которые затем используются в системах АМ или ЧМ. Речь идет о двух следующих друг за другом модуляциях. Во-первых, информация модулирует последовательность импульсов. Здесь может быть использована АИМ, ШИМ, ЧИМ, КИМ или любой другой вид модуляции. Во-вторых, содержащая информацию поднесущая модулирует синусоидальную несущую.

Частотно-импульсная модуляция синусоидальной несущей приводит к $d\omega_n$ -девиации частоты несущей скачкообразным отклонением от несущей. Например, частотная модуляция логических уровней «0» и «1» (0В и 5В) дает две частоты — ω_n (для логического уровня «0») и $\omega_n+d\omega_n$ (для уровня «1»). По существу, мы просто сдвигаем частоту несущей от ω к $\omega_n+d\omega_n$ для изображения логического уровня «1». Этот тип частотной модуляции называется также и частотной манипуляцией и обычно используется в

передаче сигналов с помощью телеграфа и других цифровых устройствах связи. Для восстановления логических уровней из частотно-манипулированной несущей может быть использована цепь фазовой автоподстройки (ФАП).

Особенности импульсной модуляции

Характерной особенностью импульсных систем передачи является то, что энергия сигнала излучается не непрерывно, а в виде коротких импульсов, длительность которых обычно составляет незначительную часть периода их повторения. Благодаря этому энергия импульсного сигнала во много раз меньше энергии непрерывного сигнала (при одинаковых пиковых значениях). Различие в энергиях импульсного и непрерывного сигналов зависит от соотношения между длительностью и периодом повторения. Большие временные интервалы между импульсами используются для размещения импульсов других каналов, т.е. для осуществления многоканальной связи с временным разделением каналов.

Частоту повторения импульсов определяют, исходя из допустимой точности восстановления непрерывного сообщения при его демодуляции. Минимальное значение частоты повторения импульсов

$$f_{0min} = 1/t_{0max} = 2fa, \quad (11.1)$$

где fa – максимальная частота в спектре передаваемого непрерывного низкочастотного сообщения $a(t)$.

В большинстве случаев высокочастотный сигнал импульсной модуляции создаётся в два этапа: сначала сообщение модулирует тот или иной параметр периодической последовательности импульсов постоянного тока (или видеоимпульсов), затем видеоимпульсы модулируют (обычно по амплитуде) непрерывное высокочастотное несущее колебание. Тем самым осуществляется перенос спектра модулированных видеоимпульсов на частоту несущего колебания f_0 . Энергия высокочастотного импульсного сигнала сконцентрирована в полосе частот вблизи несущей f_0 .

Перейдём к рассмотрению спектров сигналов импульсной модуляции. Немодулированную последовательность видеоимпульсов, выполняющую роль промежуточного переносчика, можно представить рядом Фурье. Амплитудная модуляция вызывает появление около каждой из составляющих спектра немодулированных видеоимпульсов боковых полос, повторяющих спектр сообщения $Sa(\omega)$. Таким образом, спектр сигнала АИМ представляет собой как бы многократно повторённый спектр обычной АМ, в котором роль «несущих частот» выполняют гармоники частоты следования импульсов.

Рассмотрение спектра сигнала АИМ позволяет пояснить соотношение, определяющее выбор частоты повторения импульсов. Значение $f_{0min} =$

$2fa$ определяет то минимальное значение частоты повторения, при котором не происходит наложения спектров соседних боковых полос. Структуру, подобную спектру сигнала АИМ, но несколько более сложную, имеют и спектры сигналов при других видах импульсной модуляции. Характерной особенностью спектров сигналов импульсной модуляции является наличие около $\omega=0$ составляющих, соответствующих частотам передаваемого сообщения. Это указывает на возможность демодуляции фильтром нижних частот, пропускающим на выход лишь составляющие с частотами от 0π до $2\pi fa$ и отфильтровывающим все остальные. Демодуляция не будет сопровождаться искажениями, если в полосу пропускания фильтра нижних частот (ФНЧ) не попадут составляющие ближайшей боковой полосы, т. е. нижней боковой полосы. И при демодуляции сигнала АИМ, искажения будут отсутствовать, когда спектры соседних боковых полос не перекрываются, а для этого надо, чтобы частота повторения импульсов была бы f_0 больше либо равно $2f_0$. Из этого рассмотрения вытекает также необходимость предварительной фильтрации передаваемого сообщения $a(t)$ таким образом, чтобы ширина спектра его ограничивалась некоторой частотой fa .

Заключение

Электрическая связь - это огромный комплекс передачи, приема и обработки информации, построение которого в немалой степени обязано достижениям радиотехники, зародившейся как самостоятельная и техническая дисциплина. Отличительная особенность нашего времени - непрерывно возрастающая потребность в передаче потоков информации на большие расстояния. Это обусловлено многими причинами, и в первую очередь тем, что электрическая связь стала одним из самых мощных рычагов управления. Касаемо статьи, мы познакомились с понятием модуляции, её видами, особенностями и характеристиками

Литература

1. Герасимов В. Г. Основы промышленной электроники 1986 г.
2. Назаров И.В., Теория передачи сигналов 1995 г.

Замечания. 1. Сроки публикаций цитируемой литературы не соответствуют требованиям современного представления информации.

12. ПРОСТРАНСТВЕННАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Студент Ж.-М. Байанга

Статья посвящена модуляции света, и в частности, её пространственной составляющей. В ней рассмотрены некоторые виды данного явления, а также обозначены их главные особенности, что дает представление о том, в каких областях и для чего используется этот вид модуляции.

Ключевые слова: модуляция, интерференция, поляризация, пространственная, виды модуляции

Введение

Модуляция – это изменение одного из параметров света: интенсивности, частоты, фазы, поляризации, направления, частоты распределения мод и т.д. в зависимости от управляющего сигнала.

Колебания высокой частоты, используемые для передачи сигналов, носят название несущей частоты.

Управляющий (модулирующий) сигнал может быть электрическим (ток, напряжение), акустическим, механическим и даже оптическим. Применительно к цифровым сигналам существует другой термин "манипуляция", однако его часто заменяют все тем же словом "модуляция" подразумевая, что речь идет о цифровых сигналах. Процесс модуляции представляет собой изменения одного из параметров колебания высокой частоты по закону управляющего низкочастотного сигнала. В зависимости от того, какой параметр (амплитуда, частота, фаза) подвергается изменению, различают амплитудную, частотную и фазовую модуляции.

Пространственная модуляция на примере интерференции

Интерференция света - явление, вокруг которого существует масса путаницы и недопонимания. Причины этого чисто исторические и связаны с тем, что на ранних стадиях исследования этого явления (17-19 века) исследователи не имели в своем распоряжении скоростных средств регистрации световых потоков и поляризационного оборудования. Возникло зачастую еще и ныне практикующееся определение интерференции как образования пространственно-неоднородного (чаще пространственно-периодического) распределения интенсивности света в области пересечения нескольких взаимно-когерентных пучков. Условимся называть такое явление интерференцией в узком смысле слова. Между тем, в широком смысле слова интерференция представляет собой не более чем выраженный другими словами общий электродинамический принцип

суперпозиции полей, примененный к волновым, в частности оптическим, полям.

Именно, в широком смысле слова, интерференция представляет собой пространственную модуляцию потока энергии и/или состояния поляризации излучения в области пространственного пересечения двух или более вообще любых световых волн.

Рассмотрим результат такого пересечения на примере пересечения двух изображенных на рис.12.1 волн с достаточно произвольной формой поверхности постоянной фазы колебаний поля (называемой обычно волновым фронтом).

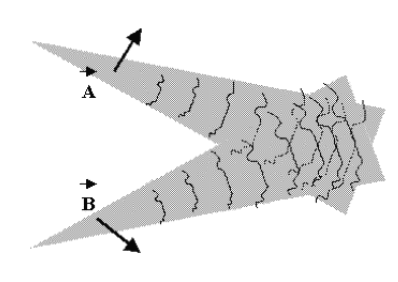


Рис.12.1. Пространственное пересечение двух волн.
Кривыми линиями изображены волновые фронты волн.

Согласно общему электродинамическому принципу суперпозиций электрическое поле в области пересечения волн будет представлять собой просто сумму полей индивидуальных волн:

$$E = A(r, t) \exp(iF_1(r) - i\omega_1 t) + B(r, t) \exp(iF_2(r) - i\omega_2 t) \quad (12.1)$$

Здесь A, B - комплексные амплитуды колебаний полей соответствующих волн в данной точке r в данный момент времени (зависимость от времени введена чтобы учесть то что обычно называют начальной фазой волны $\varphi(t)$). Функции $F_{1,2}$ - пространственное распределение фазы колебаний соответствующих волн, часто называемое эйконалом, именно уравнение $F_{1,2} = \text{const}$ задает форму поверхности постоянной фазы, то есть волнового фронта. Наконец $\omega_{1,2}$ - частоты соответствующих волн.

Выражение для потока энергии поля (вектора Пойнтинга) в области пересечения волн в общем случае достаточно сложно. Однако в приближении малости длины волны по сравнению с характерным масштабом поперечной неоднородности волнового фронта (то есть в обычном геометрикооптическом приближении) можно пользоваться обычным выражением амплитуды вектора Пойнтинга через комплексную амплитуду поля E :

$$S = \frac{c}{8\pi} |E|^2 + \frac{c}{16\pi} (E^2 + E'^2) \quad (12.2)$$

Выражение для среднего за время наблюдения значения потока энергии (то есть интенсивности излучения) приобретает вид:

$$I = \langle S \rangle_T = \frac{c}{8\pi} (|A|^2 + |B|^2) + 2|A \times B| \cos(F_1(r) - F_2(r) + \varphi_1 - \varphi_2) \quad (12.3)$$

Обратим теперь внимание вот на что: все эти понятия когерентности, длины когерентности, дополнительные требования к частоте, фазе и поляризации излучения понадобились нам всего лишь для того, чтобы “остановить” интерференционную картину, сделать ее достаточно статичной для визуального наблюдения. Поэтому следует иметь в виду, что в широком смысле интерференция как таковая существует при пересечении любых волн, и для своей реализации вовсе не нуждается в некоей дополнительной “когерентности” этих волн. Более того, интерференция в широком смысле слова имеет место также и в случае ортогональных поляризаций пересекающихся волн. Просто в этом случае периодической пространственной модуляции подвергается не поток энергии излучения, а состояние поляризации излучения. В случае такой интерференции в поляризационно-чувствительной среде она также может приводить к пространственной модуляции материальных параметров, как это происходит, например, при ориентационной керровской нелинейности изотропных жидкостей и жидких кристаллов.

Пространственная модуляция поляризации при интерференции двух волн ортогональных поляризаций

Общеизвестно, что две взаимно когерентные монохроматические световые волны, поляризации которых совпадают, или даже две деполаризованные волны, пересекаясь в пространстве под некоторым углом, образуют картину периодически чередующихся в пространстве максимумов и минимумов интенсивности. Это классическое явление интерференции.

Столь же общеизвестно, что в случае взаимно ортогональных поляризаций указанных волн вышеуказанной пространственно-периодической модуляции интенсивности не происходит. На этом основании часто делается ошибочный вывод о том, что волны с взаимно ортогональными поляризациями не интерферируют вообще.

На деле же интерференция происходит, только в отличие от случая совпадающих поляризаций пространственно-периодической модуляции.

Рассмотрим, например, поляризационно-интерференционную картину (рис.12.2), возникающую при симметрично-наклоненном падении двух линейно-поляризованных волн на плоскость рисунка.

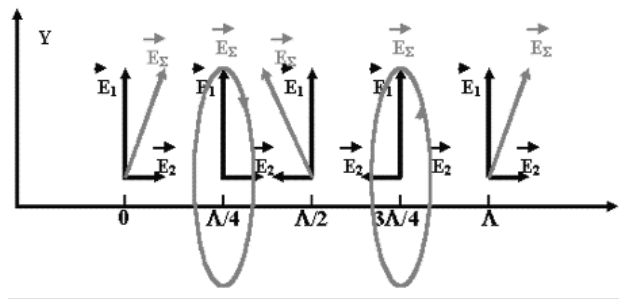


Рис.12. 2. Поляризационная интерференционная картина при падении на плоскость рисунка двух волн с ортогональными линейными поляризациями.

При частотной модуляции в зависимости от передаваемого символа изменяется частота несущего сигнала. Например, для передачи "0" используется частота 5Гц, а "1" - 10Гц. Этот вид модуляции также не сложен в реализации и является более помехоустойчивым, чем амплитудная модуляция. Но, в эфире довольно часто наблюдаются частотно-селективные помехи, вызванные работой промышленного оборудования (генераторы, трансформаторы). Если передаваемый сигнал окажется в полосе действия таких помех, то возможен высокий процент потери информации или даже полное "перекрытие" канала связи.

Ось X рис.12.2 соответствует направлению перпендикуляра к интерференционным полосам, Λ - пространственный период интерференционной картины. Как известно:

$$\Lambda = \lambda/2 \sin(\alpha/2), \quad (12.4)$$

где λ - длина волны излучения;

α - угол пересечения интерферирующих волн.

Если в точке $X=0$ разность фаз колебаний волн равна нулю, то есть результирующая поляризация линейна (рис. 1), то уже в точке $X = \Lambda/4$ разность фаз колебаний составит $\pi/2$, что даст суммарную амплитуду:

$$E_{\Sigma} = E_1 + E_2 = e_y \cdot E_2 \exp(i \pi/2) = e_y \cdot E_1 + i e_x \cdot E_2, \quad (12.5)$$

то есть излучение будет право - эллиптически поляризовано.

В точке $X = \Lambda/2$ разность фаз колебаний составит π , что даст суммарную амплитуду:

$$E_{\Sigma} = E_1 + E_2 = e_y \cdot E_1 + e_x \cdot E_2 \exp(i\pi) = e_y \cdot E_1 - e_x \cdot E_2, \quad (12.6)$$

то есть излучение будет поляризовано линейно, но направление поляризации будет “зеркально - симметрично” исходному относительно оси Y .

В точке $X = 3\lambda/4$ разность фаз колебаний составит $3\pi/2$, что даст суммарную амплитуду:

$$= E_1 + E_2 = e_y \cdot E_1 + e_x \cdot E_2 \exp(i 3\pi/2) = e_y \cdot E_1 - i e_x \cdot E_2, \quad (12.7)$$

то есть излучение будет лево-эллиптически поляризовано.

Наконец в точке $X=\lambda$ разность фаз колебаний составит 2π , что даст суммарную амплитуду:

$$E_{\Sigma} = E_1 + E_2 = e_y \cdot E_1 + e_x \cdot E_2 \exp(i2\pi) = e_y \cdot E_1 + e_x \cdot E_2, \quad (12.8)$$

то есть излучение будет поляризовано линейно, так же как и в точке $X=0$.

Таким образом, мы видим, что при сохранении однородности распределения интенсивности, интерференционная картина все же имеет место в виде пространственно-периодической модуляции состояния поляризации излучения.

Если теперь предположить, что некоторые оптические свойства среды (линейные или нелинейные) анизотропны, то они вполне вероятно и поляризационно-чувствительны, то есть распознают рассматриваемую картину, несмотря на пространственную однородность интенсивности.

Так, например, вынужденное рассеяние крыла линии Рэлея в изотропных жидкостях и газах, а также родственное ему вынужденное ориентационное рассеяние света в нематиках, - происходят именно в результате интерференции линейно-поляризованного излучения накачки с линейно поляризованной ортогонально ей рассеянной волной.

Пространственно-векторная модуляция

Пространственно-векторная модуляция - один из методов управления электродвигателями, основанный на управлении пространственной ориентацией вектора напряжения и преобразовании неподвижной трехфазной системы координат в вращающуюся двухфазную. Векторная модуляция не является одним из типов передачи информации через использование модуляции, а является методом, позволяющим вычислять моменты включения обмоток, для достижения более идеальных характеристик качества привода на базе электродвигателя, например, для увеличения КПД. Векторная модуляция основана на принципе ШИМ управления. Метод является частным случаем векторного управления электродвигателями, появился и нашёл использование только в 1990-х годах в связи с развитием микроконтроллеров.

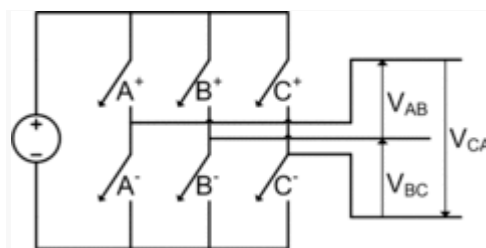


Рис.12.3. Типичная схема управления трехфазным двигателем от источника постоянного напряжения (слева)

Заключение

Пространственная модуляция получила применение во множестве областях, как, например, радиолокация, радиоэлектроника, голография, оптические системы хранения, обработки и отображения информации и др. Созданные на основе данного явления модуляторы разделяются по использованному в них типу электрооптического эффекта: продольный эффект - в модуляторах титус, фототитус, ПРОМ, в ПВМС с микроканальным усилителем, а поперечный - в модуляторе ПРИЗ.

Литература

1. Герасимов В. Г. Основы промышленной электроники 1986 г.
2. <http://relec.ru/radiolocation/277-raznovidnosti-prostranstvenno-vremennoy-modulyacii-lokacionnyh-signalov.html>
3. Зангер Г. Электронные системы 1980 г.
4. Касаткин А. С. Электротехника 1965 г.
5. <http://www.heuristic.su>.

Замечания. 1. Сроки публикаций цитируемой литературы не соответствуют требованиям современного представления информации.

УДК 621.376

13. ЦИФРОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Студент А.А. Яковлева

Модуляция представляет собой процесс «посадки» информационного колебания на заведомо известную несущую. Передаваемая информация заложена в управляющем сигнале, а роль переносчика информации выполняет высокочастотное колебание, называемое несущим. В данной статье автор особое внимание обращает на то, что в зависимости от того, какой из параметров несущего колебания изменяется, различают вид

модуляции (амплитудная, частотная, фазовая и др.).

Ключевые слова: модуляция, фаза, частота, амплитуда, цифровой сигнал, аналоговый сигнал, несущее колебание.

Введение

Целью любого метода передачи является передача как можно большего объёма информации с максимально высоким качеством и скоростью, и при этом обеспечить приемлемую экономическую эффективность этого процесса. В настоящее время все большая часть информации, передаваемой по разнообразным каналам связи, существует в цифровом виде. Это, означает, что передаче подлежит не непрерывный (аналоговый) модулирующий сигнал, а последовательность целых чисел, которые могут принимать значение из некоторого фиксированного конечного множества.

Часто используемым на практике вариантом является двоичная последовательность символов, когда каждое из чисел n , может принимать одно из двух значений 0 или 1.

Последовательность передаваемых символов является, очевидно, дискретным сигналом. Поскольку символы принимают значение из конечного множества, этот сигнал фактически является и квантованным, то есть, его можно назвать цифровым сигналом. Далее будут рассматриваться вопросы, связанные с преобразованием этого цифрового сигнала в аналоговый.

Типичный подход при осуществлении передачи дискретной последовательности символов состоит в следующем. Каждому из возможных значений символа сопоставляется некоторый набор параметров несущего колебания. Эти параметры поддерживаются постоянными в течение некоего интервала, то есть, до прихода следующего символа.

Такой способ модуляции, когда параметры несущего колебания меняются скачкообразно, называется манипуляцией(keying).

Виды манипуляций

В зависимости от того, какие именно параметры изменяются, различают:

- Частотную манипуляцию (ЧМ);
- Фазовую манипуляцию (ФМ);
- Амплитудную манипуляцию (АМ);
- Квадратурную амплитудную манипуляцию (КАМ).

Этот набор манипуляций определяется основными характеристиками, которыми обладает любой сигнал. АМ, ЧМ и ФМ являются основополагающими и довольно редко применяются на практике поодиночке.

Амплитудная манипуляция

Амплитудная манипуляция (английский термин- *amplitude shift keying*)-такая, при которой скачкообразно меняется амплитуда несущего колебания, является частотным случаем квадратурной манипуляции.

Демодуляцию АМ-сигнала можно выполнять такими же методами, что и в случае квадратурной манипуляции (путем умножения на несущее колебание).

Фазовая манипуляция

Фазовая манипуляция (английский термин - *phase shift keying*)-такая, при которой скачкообразно меняется фаза несущего колебания, тоже является частным случаем квадратурной манипуляции.

На практике фазовая манипуляция используется при небольшом числе возможных значений начальной фазы — как правило, 2, 4 или 8. Кроме того, при приеме сигнала сложно измерить абсолютное значение начальной фазы; значительно проще определить относительный фазовый сдвиг между двумя соседними символами. Поэтому обычно используется фазоразностная манипуляция (синонимы — дифференциальная фазовая манипуляция, относительная фазовая манипуляция; английский термин - *differential phase shift keying*).

Демодуляция фазовой манипуляции может выполняться тем же методом, что и в случае квадратурной манипуляции (путем умножения на несущее колебание). Применительно к фазовой манипуляции данный метод демодуляции часто называется корреляционным.

Частотная манипуляция

При частотной манипуляции (английский термин- *frequency shift keying*) каждому возможному значению передаваемого символа сопоставляется своя частота. В течение каждого символьного интервала передается гармоническое колебание с частотой, соответствующей текущему символу. При этом возможны различные варианты, различающиеся выбором начальной фазы отдельных синусоидальных посылок.

Первый способ — когда все посылки, соответствующие одному закону передаваемого символа, имеют одинаковую начальную фазу, то есть, являются идентичными. При этом можно заранее сформировать наборы отсчетов для всех возможных дискретных символов. Тогда осуществление частотной манипуляции сводится к последовательной передаче заранее рассчитанных последовательностей отсчетов, соответствующих поступающим символам. Однако если используемые частоты манипуляции не кратны символьной скорости, сформированный таким образом частотный сигнал будет содержать разрывы (скачки) на стыках символов. Вследствие

этого спектр сигнала будет иметь всплески на частотах, кратных символьной скорости.

Второй способ — непрерывная генерация колебаний всех необходимых частот и осуществление переключения между этими сигналами в соответствии с поступающими символами. Данный метод также не гарантирует отсутствие скачков на стыках символов, но вследствие того, что начальные фазы посылок меняются от символа к символу, скачки возникают не на всех стыках и их величина оказывается различной. В результате возникающие из-за скачков всплески спектра в данном случае выражены слабее.

Наконец, третий способ — когда поступающие для передачи символы управляют скоростью линейного нарастания текущей фазы, а частотно-манипулированный сигнал формируется путем вычисления косинуса этой текущей фазы. При этом фазовая функция, а значит, и сам частотный сигнал оказываются непрерывными (не имеющими скачков). Данный способ сложнее в реализации, но он дает наиболее компактный спектр сигнала. Частотный сигнал, полученный таким образом, называется частотно-манипулированным сигналом с непрерывной фазовой функцией.

Демодуляция ЧМ-сигнала

Прием ЧМ- сигнала, как правило, осуществляется корреляционным методом. При этом корреляционный прием может быть когерентным или некогерентным. Когерентный метод может использоваться, если известны начальные фазы посылок. Сущность его состоит в вычислении взаимной корреляции между принимаемым сигналом и колебаниями-образцами (опорными сигналами), представляющими собой гармонические колебания с используемыми для манипуляции частотами.

После расчета взаимных корреляций, они сравниваются друг с другом в поисках максимального значения. Значение сигнала, соответствующее максимальному значению корреляции, принимается в качестве демодулированного символа.

При цифровой реализации демодуляции ЧМ-сигнала вместо интегрирования, разумеется, используется суммирование дискретных отсчетов подынтегрального выражения.

Если начальные фазы передаваемых посылок неизвестны (на практике так чаще всего и бывает), приходится использовать некогерентный (или квадратурный) корреляционный прием. В этом случае опорными сигналами служат не вещественные гармонические колебания, а комплексные экспоненты, а у результата интегрирования вычисляется модуль.

Из-за игнорирования фазовой информации помехоустойчивость некогерентного метода несколько ниже, чем у когерентного.

Квадратурная манипуляция

При квадратурной манипуляции (английский термин - *quadrature amplitude shift keying*) каждому из возможных значений дискретного символа ставится в соответствие пара величин — амплитуды синфазной и квадратурной составляющих, либо, что эквивалентно, амплитуда и начальная фаза несущего колебания.

Параметры аналогового колебания, сопоставленные дискретному символу, удобно представлять в виде комплексного числа в алгебраической или экспоненциальной форме. Совокупность этих комплексных чисел для всех возможных значений дискретного символа называется сигнальным созвездием.

Иногда, особенно в старых публикациях, используется также термин "пространственная диаграмма".

На практике используются созвездия, содержащие от четырех до нескольких тысяч точек.

Демодуляция КАМ-сигнала

Демодулируется сигнал с квадратурной манипуляцией так же, как и в случае аналоговой квадратурной модуляции — сигнал умножается на два несущих колебания, сдвинутых по фазе друг относительно друга на 90° . На выходе будут получены аналоговые сигналы синфазной и квадратурной составляющих. Далее эти сигналы дискретизируются с частотой, равной символьной скорости. Пары отсчетов синфазной и квадратурной составляющих образуют комплексное число и ближайшая к этому числу точка используемого созвездия (а точнее — соответствующий этой точке информационный символ) выдается в качестве выходного результата.

Заключение

Итак, цифровая модуляция, или как её еще называют манипуляция, - в теории передачи дискретных сообщений процесс преобразования последовательности кодовых символов в последовательность элементов сигнала.

Ее сущность заключается в том, что передаваемый непрерывный сигнал дискретизируется во времени, квантуется по уровню и полученные после этих операций отсчеты, следующие в дискретные моменты времени, рассматриваются в системе счисления как числа, которые затем кодируются для преобразования их в кодовые комбинации электрических сигналов. Следовательно, цифровая модуляция основана на трех необходимых преобразованиях полезных непрерывных сигналов: дискретизации,

квантовании и кодировании. Четвертое преобразование - модуляцию - используют, как правило, при передаче сигналов в многоканальных системах.

[Л.]. А.Б. Сергиенко "Цифровая модуляция"

Замечания. 1. Цитируемая литература не соответствуют требованиям современного представления информации.

УДК 621.376

14. СПЕКТРЫ МОДУЛИРОВАННЫХ КОЛЕБАНИЙ.

Студент А.Л. Смирнова

Статья посвящена рассмотрению различных модулированных колебаний, их спектров и их аналитическому виду.

Ключевые слова: модуляция, модулированные колебания, спектры, ширина спектра.

Введение

Ни для кого не секрет, что вопрос модуляции играет очень важную роль в современной технике. Любые сигналы, телевизионные, телефонные и иные, получаются путем модуляции, т.к. в принципе, не могут быть прямо переданы по каналу радиопазона и чтобы осуществить передачу сигналов в какой-либо среде, необходимо перенести спектр сигналов из низкочастотной области в область довольно высоких частот.

При передаче сигналов применяется некоторый физический агент, называемый переносчиком, и характеризующийся в отсутствие модуляции определенным числом постоянных параметров. Модуляция состоит в том, что тот или иной параметр переносчика изменяется во времени в соответствии с передаваемым сигналом.

Модуляция

Рассмотрим простейший случай, в котором в качестве переносчика применяется синусоидальное колебание. Аналитическое выражение такого колебания

$$x = c_0 \sin (\omega_0 t + \varphi_0). \quad (14.1)$$

Здесь c_0 — амплитуда, ω_0 — частота, φ_0 — начальная фаза. В с модулированном колебании эти три параметра, полностью определяющие колебание, постоянны. Можно модулировать каждую из трех постоянных величин. Получаем соответственно амплитудную модуляцию (АМ), частотную модуляцию (ЧМ) и фазовую модуляцию (ФМ).

Воздействие, называемое модуляцией, можно характеризовать как умножение модулируемой величины на множитель $1 + mf(t)$, где $f(t)$ — модулирующая функция, определяемая так, чтобы $|f(t)| \leq 1$, а m — величина, характеризующая степень воздействия, могущая принимать значения от 0 до 1 и называемая глубиной модуляции.

При амплитудной модуляции модулированное колебание принимает вид

$$x = c_0[1 + mf(t)]\sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (14.2)$$

Частота немодулированного колебания ω_0 носит название несущей частоты; возникшие в результате модуляции дополнительные частоты $\omega_0 - \Omega$ и $\omega_0 + \Omega$ называются боковыми частотами, или спутниками.

Колебание с постоянной частотой, но с переменной амплитудой распадается на несколько синусоидальных колебаний. По определению синусоидальным является только колебание вида (14.2), т.е. колебание с постоянными амплитудой, частотой и фазой. Как угодно модулированная синусоида — это уже не синусоида.

Что если модулирующая функция периодична, т.е:

$$f(t) = \sum_{k=1}^{\infty} c_k \sin(k\Omega t + \varphi_k).$$

Тогда

$$\begin{aligned} x &= c_0 \left[1 + m \sum_{k=1}^{\infty} c_k \sin(k\Omega t + \varphi_k) \right] \sin(\omega_0 t + \varphi_0) = \\ &= c_0 \left[\sin(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{m}{2} \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos[(\omega_0 - k\Omega)t + \varphi_0 - \varphi_k] - \right. \\ &\quad \left. - \frac{m}{2} \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos[(\omega_0 + k\Omega)t + \varphi_0 + \varphi_k] \right]. \end{aligned} \quad (14.3)$$

Модулированное колебание состоит из несущей частоты и двух групп, называемых боковыми полосами (обе суммы в фигурных скобках). Спектр модулированного колебания изображен на рис.14.1.

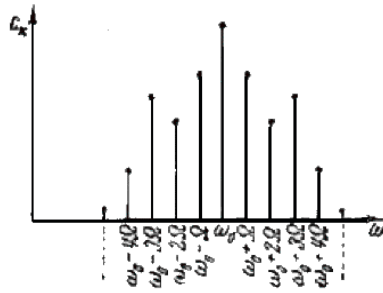


Рис.14.1 Спектр модулированного колебания

Следует заметить, что правая боковая полоса воспроизводит спектр модулирующей функции, а левая представляет собой зеркальное отражение правой. Таким образом, при процессе модуляции осуществляется транспозиция (перенос) спектра модулирующей функции; спектр смещается на величину ω_0 по шкале частот.

Если несущая частота и основная частота модулирующей функции несоизмеримы, то получаемое модулированное колебание не периодически и изображенный на рис. 14.1 спектр квазигармоничен.

Следует добавить, что при так называемой балансной модуляции несущая частота отсутствует, и спектр состоит только из боковых полос. Математически это выражается тем, что амплитуда несущей частоты умножается не на $1 + mf(t)$, а просто на $f(t)$. Действительно, слагающая несущей частоты появляется в модуляционном спектре только за счет постоянной составляющей в выражении $1 + mf(t)$. При балансной модуляции осуществляется простое перемножение модулирующей функции на колебание несущей частоты. Представим последнее в виде

$$x = c_0 \cos \omega_0 t = \frac{c_0}{2} (e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}) \quad (14.4)$$

Для балансно-модулированного колебания получим

$$x = \frac{c_0}{2} (e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}) f(t) \quad (14.5)$$

Спектр модулированного колебания есть

$$S(\omega_0 - \omega) + S(\omega_0 + \omega) \quad (14.6)$$

где $S(\omega)$ — спектр модулирующей функции $f(t)$. Два члена в квадратных скобках выражают обе боковые полосы.

Можно предположить, что частота модулируется по косинусоидальному закону

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t = \omega_0 \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cos \Omega t\right) \quad (14.7)$$

где $\Delta\omega$ — частотное отклонение, а $\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$ — относительное изменение, т.е. глубина модуляции частоты.

По своему определению круговая частота есть производная по времени от аргумента тригонометрической функции, представляющей колебание. Можно записать для частотно-модулированного колебания при синусоидальной модуляции

$$\begin{aligned} x &= c_0 \sin \vartheta = c_0 \sin \left(\int_0^{\infty} \omega dt \right) = c_0 \sin \left[\omega_0 t + \left(\frac{\Delta\omega}{\Omega} \right) \sin \Omega t \right] = \\ &= c_0 [\sin \omega_0 t \cos(\beta \sin \Omega t) + \cos \omega_0 t \sin(\beta \sin \Omega t)] \end{aligned} \quad (14.8)$$

где $\beta = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$ — так называемый индекс модуляции.

Рассмотрим сначала соотношения при малом индексе β . Заменяя \cos и \sin малого аргумента соответственно единицей и самим аргументом, получим

$$x \approx c_0 (\sin \omega_0 t + \beta \sin(\Omega t) \cos \omega_0 t), \quad (14.9)$$

т.е. выражение, ничем не отличающееся от выражения для АМ колебания. Спектр ЧМ колебания при синусоидальной модуляции с малым индексом, так же как и спектр АМ колебания, состоит из несущей частоты и двух спутников с частотами $\omega_0 \pm \Omega$. Обратимся теперь к общему случаю, т.е. к случаю произвольного индекса β .

Используя известные формулы теории бесселевых функций

$$\begin{aligned} \cos(x \sin \varphi) &= J_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(x) \cos 2n\varphi, \\ \sin(x \sin \varphi) &= 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(x) \sin(2n+1)\varphi, \end{aligned} \quad (14.10)$$

$$\begin{aligned} \cos(x \cos \varphi) &= J_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(x) \cos 2n\varphi, \\ \sin(x \cos \varphi) &= 2 \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(x) \sin(2n+1)\varphi, \end{aligned}$$

найдем:

$$x = c_0 \{ \sin \omega_0 t [J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos 2n\Omega t] + \cos \omega_0 t [2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \sin(2n+1)\Omega t] \}.$$

Перемножая под знаками сумм, получим окончательно

$$x = c_0 \{ J_0(\beta) \sin \omega_0 t + \sum_{k=1}^{\infty} J_k(\beta) [\sin(\omega_0 + k\Omega) t + (-1)^k \sin(\omega_0 - k\Omega) t] \}. \quad (14.11)$$

Мы имеем, таким образом, колебание с линейчатым спектром. В отличие от АМ здесь при синусоидальной модуляции возникает бесконечный спектр. Однако практически он ограничен. Дело в том, что, как видим, амплитуды гармоник пропорциональны, а эти функции обладают своеобразным свойством: они $J_k(\beta)$, сохраняют весьма малое значение до значений β тем больших, чем выше порядок k .

Ширина спектра

В практике пользуются понятием действительной ширины полосы, занимаемой спектром ЧМ колебания. Действительная ширина есть интервал на шкале частот, вне которого гармоники имеют относительную величину $\leq 0,01$. Пользуясь таблицами бесселевых функций, можно найти границы этого интервала, а также его зависимость от индекса модуляции β .

Эта зависимость имеет, очевидно, ступенчатый характер: ее сглаженный график показан на рис. 14.2. По оси ординат отложено обозначенное через δ отношение половины действительной ширины спектра модулированного колебания (т.е. ширины одной боковой полосы) к ширине спектра модулирующей функции. По оси абсцисс отложен индекс модуляции β . Нужно заметить, что представленная на рис.14.2 зависимость с достаточной для практических надобностей точностью аппроксимируется простой формулой: $\delta = 1 + \beta$

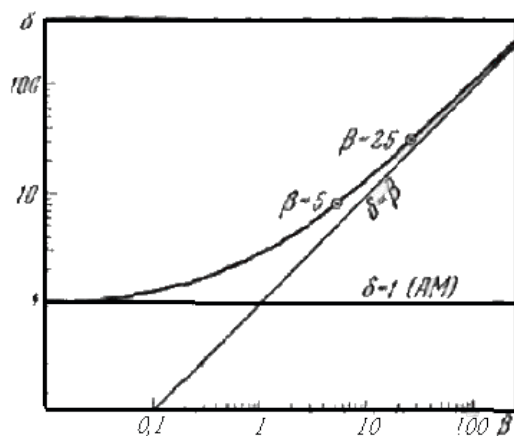


Рис.14.2. Зависимость интервала от индекса модуляции

Кривая зависимости δ от β вписывается в угол, образованный двумя прямыми. Горизонтальная прямая $\delta = 1$ отвечает условиям, существующим при амплитудной модуляции; как мы уже знаем, при АМ ширина полосы, занимаемой модуляционным спектром, всегда равна двойной ширине спектра модулирующей функции. Наклонная прямая $\delta = \beta$ является асимптотой нашей кривой при возрастающем β . Как видим, в пределе действительно ширина спектра делается равной полосе качания. Однако это соотношение достигается как раз при очень больших β , тогда как в

вышеприведенном высказывании ожидалось, что это соотношение можно получить при очень малых β , на чем и основывалась предполагаемая возможность сужения полосы частот за счет применения ЧМ. В действительности же при ЧМ величина δ всегда больше единицы; другими словами, полоса частот, занимаемая спектром, при ЧМ всегда больше, чем полоса частот при АМ. Только при самых малых β полосы сравниваются.

При малых β спектр модулированного колебания при ЧМ получается бедный, практически не отличающийся от спектра при АМ, — при синусоидальной модуляции он состоит практически из двух боковых линий (остальные очень малы).

Такое положение сохраняется до тех пор, пока δ мало отличается от единицы. В дальнейшем число достигающих заметной величины гармоник растет. Величина δ непосредственно выражает число этих гармоник.

Интересно проследить вид спектра при больших значениях δ и β . На рис. 14.3 показаны спектры при синусоидальной ЧМ для $\beta = 5$ и 25.

Считая наибольшее значение $\Delta f = \frac{1}{2\pi} * \Delta\omega = 75$ кГц, получим, что $\beta = 5$ соответствует модулирующей частоте $F = \frac{1}{2\pi} * \Omega = 15$ кГц, а $\beta = 25$ соответствует частоте $F = 3$ кГц. На рис. 14.3 отмечена полоса качания $2\Delta\omega$. Как видим, действительная ширина спектра, равная $2\delta\Omega$, приближается к полосе качания. Два спектра на рис.14.3 отвечают соотношениям между δ и β отмеченным соответствующими двумя точками на кривой рис.14.2.

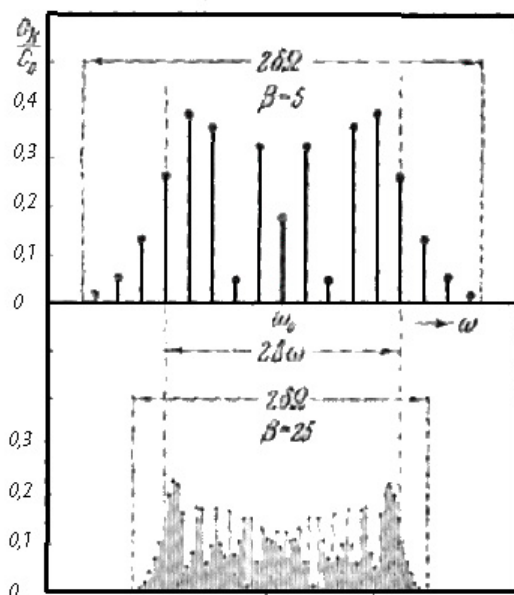


Рис.14.3 Полоса качания $2\Delta\omega$

Как уже говорилось, что при синусоидальной ЧМ и ФМ различия в форме модулированных колебаний усмотреть нельзя. Но различие это

обнаруживается при более сложном законе модуляции, т.е. когда модулирующая функция обладает более или менее богатым спектром.

Итак, мы рассмотрели спектры модулированных колебаний и как они зависят от модуляции.

Литература

1. Материалы из монографии А.А. Харкевича «Спектры и анализ»,
2. Р. О. Кузьмин «Бесселевы функции»,
3. Статьи интернет-сайтов: www.siblec.ru, www.physdep.isu.ru.

Замечания. 1. Цитируемая литература не соответствуют требованиям современного представления информации.

ДЕФЛЕКТОРЫ ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

УДК 621.376.5

15. ДЕФЛЕКТОРЫ **Студент Р.М. Васильчиков**

Данная статья дает понимание о дефлекторах, их видах, об основных их характеристиках и принципах сканирования.

Ключевые слова: Дефлектор, дефлектор оптического излучения, дефлектор акустооптический, дефлектор дискретного отклонения, дефлектор непрерывного отклонения.

Введение

В данной статье будут рассмотрены дефлекторы. Основная цель – получить знания по видам дефлекторов и их основным различиям и характеристикам. Основная информация взята из книги «Электрооптические дефлекторы света»

Дефлектор - устройство, которое осуществляет развертку изображения при его записи в лазерных фотовыводных и формовыводных устройствах.

Дефлекторы оптического излучения

Разрешающая способность лазерного дефлектора равна количеству элементов разрешения в пределах угла сканирования.

Скорость сканирования характеризуется максимальным временем, в течение которого лазерный луч перебрасывается из одного крайнего положения в другое.

Эффективность сканирования определяет потери света в дефлекторе. Она равна отношению интенсивности отклоненного луча к интенсивности падающего луча на дефлектор.

Удельная мощность - это затраченная мощность для обеспечения отклонения луча на полный угол сканирования.

В дефлекторах используются механический, электрооптический и акустооптический принципы сканирования. Наиболее простым принципом является механический. Однако он обладает ограниченным быстродействием и поэтому применяется весьма редко. Наиболее широкое применение нашли электрооптический и акустооптический принципы, которые позволяют осуществлять непрерывное или дискретное сканирование луча.

Дефлектор акустооптический

Это устройство, осуществляющее отклонение светового луча в пространстве в любом заданном фиксированном направлении, либо непрерывную развёртку светового луча (сканирование) на основании явлений акустооптической дифракции или рефракции. В дифракционном акустооптическом дефлекторе угол отклонения дифрагированного луча меняется при изменении частоты акустической волны. В рефракционном акустооптическом дефлекторе отклонение светового луча осуществляется вследствие искривления его пути при прохождении через среду с неоднородной деформацией, которая возникает под воздействием бегущей акустической волны.

Быстродействие акустооптических дефлекторов зависит от размера сечения отклоняемого оптического луча d и скорости распространения акустической волны в материале, т.е. реально составляет десятки микросекунд, что соответствует частоте сканирования луча, равной нескольким сотням килогерц.

Дефлектор дискретного отклонения

Дефлекторы дискретного отклонения осуществляют перемещение луча на определенную угловую величину. Простейшая система, широко используемая на практике, включает элементы, изготовленные из электрооптического материала и материала с естественным двулучепреломлением. Последний материал служит для пространственного разделения лучей с различной поляризацией; тогда обыкновенный луч не изменит направление своего распространения, а необыкновенный луч отклонится на некоторую величину, в результате чего на выходе

обыкновенный и необыкновенный лучи окажутся линейно смещенными относительно друг друга.

Если такие пары пластин установить каскадно, последовательно друг за другом, то общее количество пространственных положений, которые может занимать лазерный луч, будет равно $N = 2n$, где n - число пар пластин.

Кроме описанного выше способа дискретного отклонения луча на практике применяются способы разделения лучей с помощью призмы Волластона, пластин с полным внутренним отражением и т.д. В интегральной оптике используется метод дискретного отклонения луча на принципе брэгговской дифракции света на поверхностной ультразвуковой волне.

Дефлектор непрерывного отклонения

В дефлекторах непрерывного отклонения на основе электрооптических материалов показатель преломления материала под действием приложенного напряжения изменяется на некоторую величину.

Обычно на практике используют нормальное падение луча на грань призмы. В этом случае прошедший через призму луч будет иметь начальное отклонение на угол q_0 . Для компенсации угла q_0 первую призму сопрягают со второй. При этом луч проходит через две призмы и сохраняет направление своего распространения. Если приложить электрическое поле (поперечный электрооптический эффект), то после второй призмы луч отклонится на некоторый угол.

В качестве электрооптического материала для дефлекторов используют титанат бария, танталат ниобия, дигидрофосфат калия и др. Быстродействие дефлекторов определяется скоростью переключения управляющего напряжения, которое составляет несколько сотен вольт. Паразитные емкости в электрической цепи, рассеяние части электрической мощности на кристалле и другие причины ограничивают быстродействие.

Заключение

Получены новые знания о дефлекторах, их видах и основных характеристиках.

Литература

1. Электрооптические дефлекторы света/Б. Н. Гриб, И. И. Кондиленко, П. А. Короткое, Ю. П. Цященко. 1980.-208с.
2. Квантовая и оптическая электроника. Учебное пособие, 2-е изд. исправленное и переработанное, автор: Киселев Г.Л., 2011.-320с.

УДК 621.376:536.89

16. ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЕФЛЕКТОРА

Студент И. Андреева

Изложены различные методы управления оптическим лучом в пространстве. Проведена классификация современных методов сканирования по различным признакам, даны определения параметров и характеристик дефлекторов.

Введение

Фундаментальные исследования в области квантовой радиоэлектроники, проведенные академиками Н. Г. Басовым и А. М. Прохоровым в СССР и американскими учеными Ч. Таунсом и А. Шавловым в США, привели к созданию принципиально новых источников излучения — оптических квантовых генераторов (ОКГ), обладающих специфическими характеристиками: монохроматичностью излучения, малой угловой расходимостью, когерентностью и высокой спектральной плотностью энергии излучения. Эти особые качества оптического излучения позволяют создавать принципиально новые приборы с ОКГ в различных областях науки и техники.

Параметры и характеристики дефлектора

Устройство пространственного управления оптическим лучом может быть охарактеризовано конкретными параметрами (параметрами применения), которые определяют возможность их использования в проектируемой аппаратуре. Наиболее важными из них являются: закон сканирования, амплитуда угла отклонения.

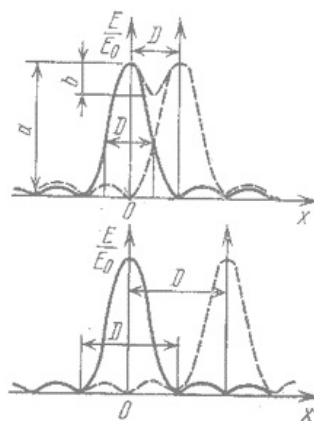


Рис.16.1 Размеры элемента разрешения по критерию Релея (а) и при полном разделении элементов разрешения (б).

Разрешающая способность, искажения фронта световой волны, частота сканирования, диапазон частот сканирования, полоса пропускания, быстродействие, равномерность движения луча, допустимая линейная апертура сканируемого светового пучка, допустимая угловая расходимость лучка.

Амплитуда угла отклонения $\Delta\alpha$ характеризует максимальное угловое перемещение луча. Она выражается в радианах (в системе СИ) или градусах.

Разрешающая способность оценивается числом элементов разрешения N , определяющим число различимых направлений луча, укладываемых в пределах угла отклонения $\Delta\alpha$. Для оценки разрешающей способности широко применяется критерий, установленный английским физиком Релеем. Два изображения светящихся точек (рис. 16.1,а) считаются лежащими на пределе разрешения, если расстояние между центрами кривых рассеяния равно такой величине, три которой центральный максимум одной из них совпадает с первым минимумом второй. В этом случае угловая расходимость светового пучка равна

$$\gamma = \zeta(\lambda/nD), \quad (16.1)$$

где λ — длина волны излучения; D — ширина тучка; n — показатель преломления среды; ζ — коэффициент, зависящий от формы пучка, $\zeta = 1,22$ для пучка круглого сечения с равномерным распределением интенсивности, $\zeta = 1,27$ для пучка с гауссовым распределением интенсивности. Седловина в суммарной кривой рис. 16.1, а составляет 22,5% от высоты «а» максимумов.

В некоторых случаях, например для дискретных дефлекторов, оценка разрешающей способности оптических приборов с пространственным управлением луча осуществляется по другому критерию: расстояние между

центрами фигур рассеяния принимается равным такой величине, при которой фигуры не перекрываются (рис. 16.1). Седловина в суммарной кривой равна высоте a максимумов. В этом случае угловая расходимость светового пучка принимается равной

$$\gamma = 2\zeta(\lambda/nD), \quad (16.2)$$

Разрешающая способность дефлектора при одномерном сканировании и отсутствии вносимых дефлектором искажений в апертуру светового пучка выражается соотношением

$$N = \Delta\alpha/\gamma. \quad (16.3)$$

Подставляя выражение (16.1) в (16.3), получаем

$$N = \Delta\alpha Dn / \zeta \gamma. \quad (16.4)$$

Разрешающая способность N — более важный параметр, чем угол отклонения, так, $\Delta\alpha$ может быть увеличен или уменьшен применением соответствующей оптической системы, а N остается при этом неизменной или в худшем случае уменьшается, так как произведение

$$\Delta\alpha D = \zeta \gamma N \quad (16.5)$$

является инвариантом. Как видно из выражения, определенная разрешающая способность дефлектора может быть достигнута двумя путями: отклонением на малые углы световых пучков большой линейной апертуры D и отклонением на большие углы пучков малой апертуры.

Искажения фронта световой волны дефлектором могут быть оценены углом искажений ψ и коэффициентом линейных искажений $\beta_{ли}$. Угол искажений показывает увеличение или уменьшение угловой расходимости пучка после его отклонения дефлектором:

$$\Psi = \gamma_{вых} - \gamma_{вх} \quad (16.6)$$

где $\gamma_{вых}$ и $\gamma_{вх}$ — угловые расходимости пучка при выходе из дефлектора и входе в него.

Коэффициент линейных искажений определяет изменение линейных размеров светового пучка при его отклонении. Если входящий пучок имеет круглое сечение, то коэффициент линейных искажений оценивает возникшую эллиптичность отклоненного пучка:

$$ли [\%] = [(D''_{вых} - D'_{вх}) / D'_{вых}] 100, \quad (16.7)$$

где $D''_{\text{вых}}$ и $D'_{\text{вх}}$ — линейные размеры сечения пучка во взаимно перпендикулярных направлениях—на выходе дефлектора. Вносимые дефлектором искажения световой волны ухудшают его разрешающую способность.

Полоса пропускания $\Delta\alpha$ характеризует качество дефлектора и оценивается произведением частоты сканирования на разрешающую способность:

$$\Delta f = N f_c = \Delta\alpha f_c D / \zeta \lambda \quad (16.8)$$

Допустимая линейная апертура $D_{\text{вх}}$ и *допустимая угловая расходимость* $\gamma_{\text{вх}}$ светового пучка обозначают предельные значения этих величин, при которых обеспечивается нормальная работа дефлектора. Допустимая линейная апертура определяет максимальные значения разрешающей способности, полосы пропускания и в некоторых случаях быстродействия отклоняющих устройств.

Спектральный, оптический диапазон работы $\Delta\lambda$, характеризует диапазон длин волн оптического излучения, в котором может работать сканирующее устройство.

Оптические потери в дефлекторе определяются коэффициентом пропускания τ потока излучения:

$$\tau = \Phi_{\text{вых}} / \Phi_{\text{вх}} = I_{\text{вых}} / I_{\text{вх}}, \quad (16.9)$$

где $\Phi_{\text{вых}}$ и $\Phi_{\text{вх}}$ — потоки излучения, выходящие из дефлектора и входящие в него; $I_{\text{вых}}$ и $I_{\text{вх}}$ — плотности потоков излучения выходящего из дефлектора и входящего в него.

Некоторые материалы, которые могут быть применены в различных сканирующих устройствах, в технической литературе очень часто характеризуются оптической плотностью D . Оптическая плотность материала, отнесенная к слою материала толщиной в 1 см, называется коэффициентом поглощения K [см^{-1}]. Под оптической плотностью понимают натуральный логарифм отношения плотностей входящего и выходящего потоков излучения:

$$D = \ln(1/\tau) = \ln(I_{\text{вх}} / I_{\text{вых}}). \quad (16.10)$$

Коэффициент пропускания, оптическая плотность и коэффициент поглощения зависят от длины волны оптического излучения.

Частотная характеристика выражает зависимость числа элементов разрешения или угла отклонения от частоты управляющего электрического напряжения: $N = f(f)$, $\Delta\alpha = f(f)$. На основании этой характеристики может быть выбрана рабочая частота f_c сканирования луча или же рабочий диапазон частот $f_{c_1} - f_2$.

Амплитудная характеристика дефлектора определяет зависимость амплитуды угла отклонения луча или числа элементов разрешения от потребляемой электрической мощности Рэл, подводимого электрического напряжения u или потребляемого электрического тока i :

$$N = f(P_{эл}); \Delta\alpha = f(P_{эл});$$

$$N = f(u); \Delta\alpha = f(u);$$

$$N = f(i); \Delta\alpha = f(i).$$

При частотном управлении она характеризует зависимость амплитуды угла отклонения или числа элементов разрешения от частоты воздействующего сигнала.

Вольт-амперная характеристика выражает зависимость величины потребляемого дефлектором электрического тока от прикладываемого электрического напряжения: $i = f(u)$. Эта характеристика позволяет определить входное сопротивление дефлектора.

Заключение

Первые публикации по исследованию электрических дефлекторов относятся к 1962—1963 гг. За прошедшие 14 лет достигнут значительный прогресс в этой области. Однако, практическая реализация того или иного типа дефлектора наталкивается в настоящее время на ряд трудностей, обусловленных многими различными причинами, в частности, несовершенством применяемых электрооптических, акустооптических и пьезоэлектрических материалов, трудностью выращивания ряда кристаллов, необходимых размеров с достаточно хорошими оптическими и электрическими характеристиками, несовершенством технологических процессов обработки материалов, необходимостью работать с высокими электрическими напряжениями.

Литература:

1. Beasley J. D. Electrooptic laser scanner for TV projection display.—«Appl. Opt.», 1971, v. 10, № 8, p. 1934—1936.
2. Bond W. L. Measurements of the refractive indices of several crystals.— «J. Appl. Phys.», 1965, v. 36, № 5, p. 1674—1677.
3. Bond W. L., Hecht D. L. Simple air turbine for high speed optical applications. — «J. Phys. E.: Sci. Instrum.», 1971, v. 4, № 7, p. 554.
4. Bortfeld D. P., Meier H. Refractive indices and electro-optic coefficients of the eulitities $\text{Bi}_4\text{Ge}_3\text{O}_{12}$ and $\text{Bi}_4\text{Si}_3\text{O}_{12}$. — «J. Appl. Phys.», 1972, v. 43, № 12, p. 5110—5111.

Замечания. 1. Цитируемая литература не соответствуют требованиям современного представления информации.

УДК 621.376:536.89

17. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ЭФФЕКТ

Студент Г.Г.Андроникян

Статья посвящена пьезоэлектрическим эффектам с использованием различных электрооптических коэффициентов, от которых зависит ориентация осей кристалла и направление воздействующего электрического поля. Проанализированы возможности использования электрооптических кристаллов различных симметрий в плавных преломляющих дефлекторах различного конструктивного выполнения.

Ключевые слова: пьезоэлектричество, однородная деформация, модельное рассмотрение, деформация кристаллов, полярная ось.

Описание пьезоэлектрического эффекта

Во многих кристаллах при растяжении и сжатии в определенных направлениях возникает электрическая поляризация. В результате этого на их поверхностях появляются электрические заряды обоих знаков. Это явление, получило название прямого пьезоэлектрического эффекта. Оно наблюдалось затем на кристаллах турмалина, цинковой обманки, хлората натрия, винной кислоты, тростникового сахара, сегнетовой соли, титаната бария и многих других веществ. Пьезоэлектрическими свойствами могут обладать только ионные кристаллы.

Кристаллическая структура эффекта

Рассмотрим пьезоэлектрический эффект на примере кристалла кварца - важнейшего пьезоэлектрического кристалла, нашедшего широкие научно-технические применения благодаря своим превосходным механическим и электрическим свойствам. При обычных температурах и давлениях кварц встречается в так называемой α - модификации.

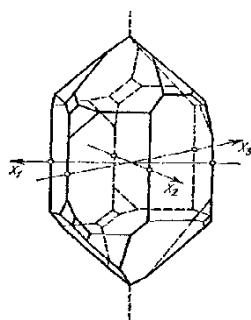


Рис.17.1 Модельное рассмотрение

Возникновение пьезоэлектрического эффекта легко понять с помощью модельного рассмотрения, предложенного Мейсснером. Химическая формула кварца имеет вид SiO_2 . Его кристаллическая решетка состоит из положительных ионов кремния и отрицательных ионов кислорода. Каждый ион кремния несет четыре, а каждый ион кислорода — два элементарных заряда.

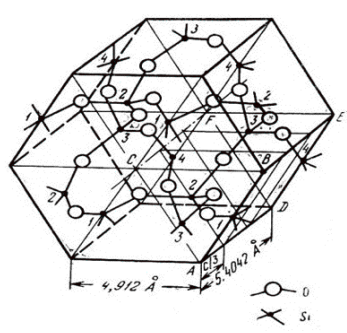


Рис. 17.2 Деформации кристаллов

Согласно изложенному для получения максимальных электрических зарядов кристалл кварца надо растягивать или сжимать в направлении одной из полярных осей. В соответствии с этим кварцевые пластинки и стержни, применяемые в пьезоэлектрических опытах и приборах, вырезаются обычно так, чтобы пара плоскостей, образовавшихся при срезе, была перпендикулярна к одной из полярных осей. Такая ось называется также электрической осью или пьезоосью и обозначается обычно через X . Оптическая ось принимается за ось Z соответствующей правой системы координат. Ось Y такой системы координат называют механической осью кристалла. Для того, чтобы использовать поляризационные заряды, появляющиеся на противоположных гранях кварцевой пластинки при ее деформации, эти грани снабжают металлическими обкладками. На таких обкладках индуцируются заряды, равные и противоположные по знаку поляризационным, а во внешних проводах, соединяющих обкладки, возникает электрический ток.

Значительно сильнее, чем у кварца, пьезоэлектрические свойства выражены у кристаллов сегнетовой соли. Благодаря этому она применяется во многих пьезоэлектрических приборах. Однако сегнетова соль очень хрупка и имеет низкую температуру плавления ($+63^{\circ}\text{C}$), что сильно ограничивает возможности ее практического использования.

Она удобна для демонстрации прямого пьезоэлектрического эффекта. Пластика сегнетовой соли слегка зажимается между двумя обкладками из листовой латуни.

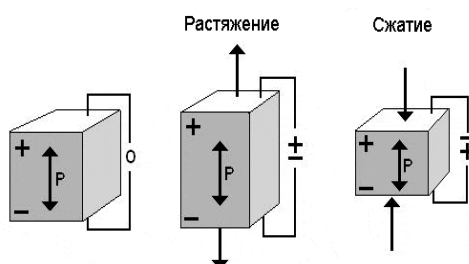


Рис. 17.3 Применение эффекта

Известны сотни веществ, которые в принципе могли бы быть использованы для практического применения пьезоэлектричества. Однако дополнительные требования (большая величина пьезоэффекта, механическая и электрическая прочность, устойчивость к влаге и пр.) резко ограничивают список практически пригодных кристаллов. Из них на первом месте стоит кварц. Он превосходный изолятор, поэтому в нем можно возбуждать сильные поля, порядка 300 В/см . Научно-технические применения пьезоэлектрического эффекта (прямого и обратного) весьма многочисленны и разнообразны. Не имея возможности останавливаться на этой стороне вопроса, укажем на пьезоэлектрический манометр, широко применяющийся для измерения быстропеременных давлений. В этом приборе кварцевая пластинка, вырезанная определенным образом, помещается внутри исследуемого газа. О давлении газа судят по величине пьезоэлектрических зарядов, появляющихся на пластинке. Укажем далее на разнообразнейшие пьезоэлектрические преобразователи: пьезоэлектрические стабилизаторы и фильтры в радиотехнике, пьезоэлектрические датчики в автоматике и телемеханике, виброметры, звукосниматели в технике звукозаписи, микрофоны, телефоны, гидрофоны в акустике и т.д. Особо важное значение имеют кварцевые излучатели ультразвука, предложенные во время первой мировой войны французским физиком Ланжевенем (1872-1946). Смещения, возникающие в кварцевой пластинке при наложении на нее статического электрического поля, ничтожны.

Заключение

В заключении можно отметить такие особенности пьезоэлектрического эффекта:

– В различных кристаллах пьезоэлектрический эффект может возникать не только под действием нормальных сил давления или натяжения, но и под действием касательных сил.

– Научно-технические применения пьезоэлектрического эффекта (прямого и обратного) весьма многочисленны и разнообразны.

– При однородной деформации пьезоэлектрический эффект наблюдается при наличии в кристалле одной или нескольких полярных осей.

– При резонансной частоте электрического поля кварцевая пластинка, как показал Ланжевен, является мощным источником ультразвука.

Говоря, о пьезоэлектричестве можно с уверенностью сказать у данного эффекта есть огромное будущее, как в производстве радиотехники, так и в жизни человека в целом.

Литература

1. «Электричество», С.Г. Калашников, Москва, 1977 г;
2. «Электротехнические материалы», Ю.В. Корицкий, Москва, 1968 г;
3. «Радиопередающие устройства», Г.А. Зейтленка, Москва, 1969 г;
4. <http://www.terralab.ru/299680/r1=rss&r2=remote>;
5. <http://ru.wikipedia.org>;

Замечания. 1. Цитируемая литература не соответствуют требованиям современного представления информации.

УДК 336.717

18. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДЕФЛЕКТОРЫ

Студент Н. Е. Говоркова

Исследован опытный образец двухкоординатного дефлектора с биморфными пьезоактюаторами. Проведена экспериментальная оценка его работоспособности. Предложен метод устранения погрешностей дефлектора при помощи системы управления путем коррекции напряжения.

Ключевые слова: технологическая лазерная установка, двухкоординатный дефлектор, биморфный пьезоэлектрический актюатор.

Введение

В настоящее время получили широкое распространение маркирующие лазерные установки для изготовления различных изображений на поверхности металлических и пластмассовых изделий (нанесение даты, штрих-кода, клейма производителя и т.д.). Малая зона теплового воздействия, отсутствие механической нагрузки на изделие, износостойкость маркировки, быстрая переналадка и отсутствие расходных материалов выгодно отличают лазерную маркировку от механических и электрохимических способов нанесения изображений.

При лазерной маркировке детали 1 (рис. 18.1, а) генерируемый в лазерном излучателе 2 луч 6 попадает на отклоняющую его систему (дефлектор) 3 и, проходя через систему линз 4, фокусируется в рабочей зоне 5 на поверхности детали.

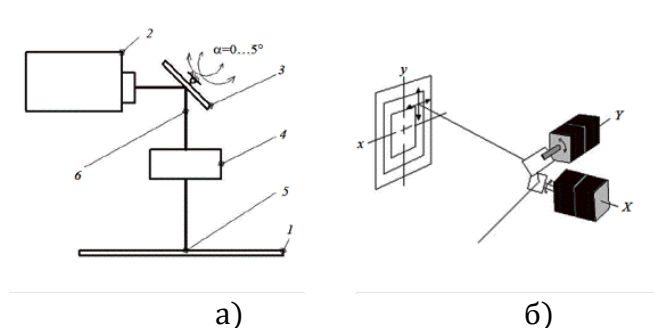


Рис.18.1. Лазерная маркировка

Анализируя структуру маркирующей лазерной установки, можно сделать вывод, что главным фактором, влияющим на размеры и качество получаемого изображения, является система отклонения лазерного луча. На практике в качестве приводов систем отклонения лазерного излучения применяются электромагнитные и пьезоэлектрические дефлекторы.

Пьезоэлектрические дефлекторы

Электромагнитные дефлекторы имеют максимальный угол качания $\pm 12,5^\circ$. и применяются для обработки поверхности размером от 50.50 до 250.250 мм при ширине следа 0,05—0,1 мм. В таких системах лазерный луч перемещается (сканирует) по двум координатам с помощью двух особо высокоточных электродвигателей с укрепленными на их осях зеркалами — сканаторов (рис. 18.1, б). Чаще всего используются гальванометрические сканаторы. Лазерный луч направляется на первое поворотное зеркало, укрепленное на валу X-сканатора, и отклоняется по оси x . Отклоненный таким образом луч попадает на второе зеркало Y-сканатора, установленное под углом 90° по отношению к первому. Y-сканатор осуществляет развертку

луча по оси y . Такие отклоняющие системы предполагают использование очень легких зеркал.

Для отклонения лазерного луча на малые углы целесообразно применение отклоняющей системы на базе пьезопривода. Это связано с тем, что обратный пьезоэффект линеен при малых значениях напряженности электрического поля, а быстродействие пьезоэлектрических приводов выше, чем электромагнитных.

Дефлекторы с пьезоприводами в большинстве случаев применяются для отклонения лазерного луча на углы до $\pm 5^\circ$ при обработке поверхности размером до 10×10 мм при ширине следа $0,015$ мм. Основными производителями подобных систем являются компании «Microvision», «Motion Instruments Piezo Systems» (обе — США) и «Physik Instrumente» (PI), «Piezosystem Jena» (обе — Германия). Однако при хорошем качестве исполнения эти системы отличаются высокой стоимостью.

На кафедре автоматов Санкт-Петербургского государственного политехнического университета совместно с ООО «Лазерный центр» (Санкт-Петербург) был разработан и испытан опытный образец двухкоординатного дефлектора с биморфными пьезоактюаторами, предназначенный для маркировки миниатюрных ювелирных изделий с поверхностью обработки $2,2$ мм. Следует отметить, что технические характеристики известных зарубежных отклоняющих систем в данном случае не подходят по ряду параметров — по углам качания, по отражаемым зеркалом длинам волн излучения, диаметру пятна отражаемого излучения, мощности излучения.

Конструктивная схема двухкоординатной отклоняющей системы с биморфными пьезоактюаторами представлена на рис. 2, *а*, где 1 — корпус; 2 — упругий элемент; 3 — четыре биморфных пьезоэлемента (БП), жестко прикрепленные к корпусу; 4 — стакан качания; 5 — отражающее зеркало; 6 — юстировочный винт; 7 — винт регулировки положения пружин; 8 — пружины.

При подаче напряжения на биморфный пьезоактюатор свободный конец начинает изгибаться, упругий элемент давит на шарнир, наклоняя стакан качания вместе с отражающим зеркалом. При подаче напряжения противоположной полярности на пару симметрично расположенных БП (например, БП 1 и 2) они отклоняются в противоположные стороны, тем самым увеличивая амплитуду качания зеркала по сравнению со схемой, содержащей один БП на каждую координату.

Экспериментальный стенд (рис. 18.2, *б*) содержит исследуемую отклоняющую систему 1 и полупроводниковый лазер 3 (длина волны $\lambda = 0,64$ мкм видимого спектра, цвет красный). Излучение попадает в центр отклоняющего зеркала 2, затем проецируется на лист бумаги 4, расположенный на расстоянии $L = 3$ м и закрепленный на стене. При угле качания зеркала (α) на поверхности появляется изображение с разверткой A .

Для проведения экспериментов использовалось следующее оборудование: генератор звуковой ГЗ-33, милливольтметр ВЗ-38, осциллограф С1-118, частотомер 43-33, источник питания, «Актаком» АТН-1031, тестер «UNI-T» УТ60А.

В задачу исследований входила оценка работоспособности разработанного дефлектора. В ходе экспериментов была проанализирована работа каждого пьезоэлемента в отдельности, в паре и все четыре вместе. Подача напряжения U осуществлялась пошагово от 15 до 40 В и от 40 до 15 В при частоте питающего напряжения 30 Гц. При изменении напряжения замерялась ширина развертки на поверхности A . При известном расстоянии L (3 м) определялся угол α . По данным эксперимента построены графики (рис. 18. 3) зависимостей угла качания зеркала от напряжения, подаваемого на один, два и четыре биморфных пьезоактюатора. Анализируя графики, можно прийти к выводу, что угол α изменяется при увеличении напряжения (кривая 1) и его уменьшении (кривая 2).

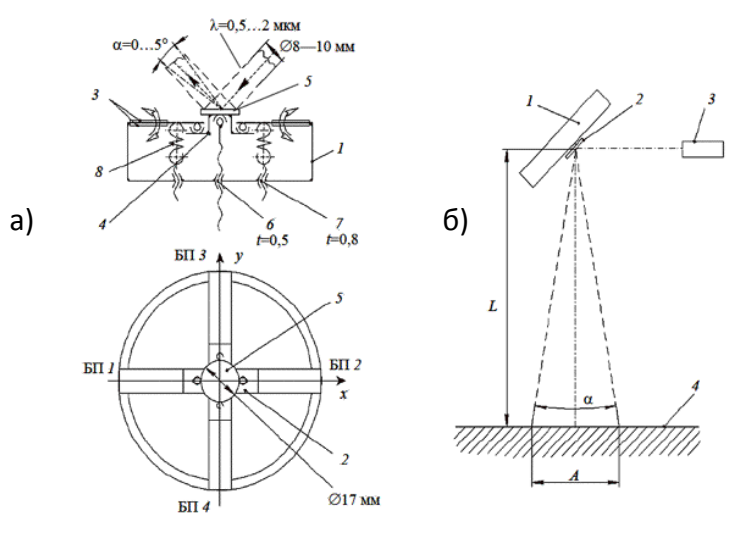


Рис.18.2. Конструктивная схема двухкоординатной отклоняющей системы с биморфными пьезоактюаторами

При изменении частоты напряжения изменение геометрических форм проецируемого изображения не наблюдалось. Исследования при $U = 3$ В показали следующее:

- резонансная частота системы при включении БП 1 и 2 оказалась равной 580 Гц;
- при включении БП 3 и 4 — 560 Гц.

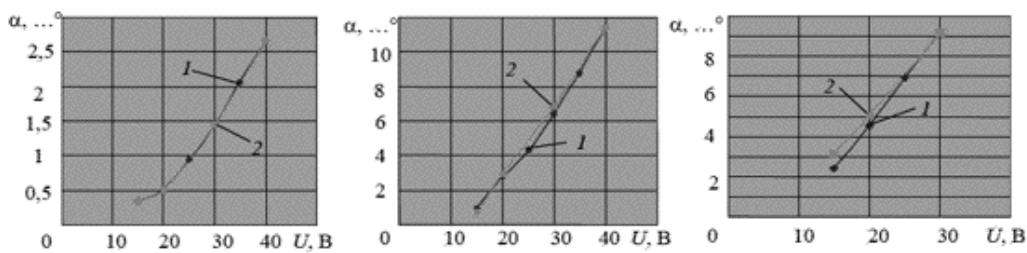


Рис.18.3. Зависимость угла качания зеркала от напряжения

На рис.18.4 показана развертка изображения на поверхности A , демонстрирующая расхождение между прямым и обратным ходом луча. Такая гистерезисная петля связана с неточностью изготовления механических узлов, которую можно компенсировать системой управления с помощью цепи обратной связи.

Режим работы отклоняющей системы реализуется методом построчной развертки при помощи системы управления (рис.18.5). Для ее осуществления по координате x на БП 1 и 2 подается гармоническое напряжение, а по координате y на БП 3 и 4 подается напряжение с пошаговым изменением его для смещения строки. Создавая скачок напряжения, подаваемого на БП 3 и 4, на величину U_{y1} и U_{y2} , можно совместить прямой и обратный ход луча (рис.18.4).

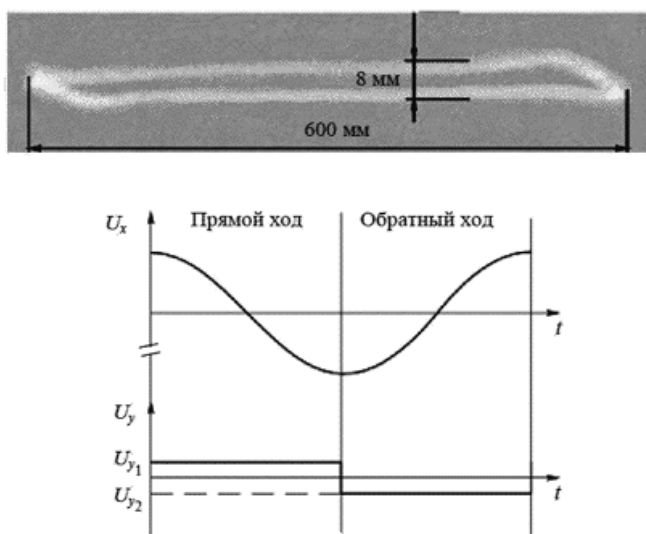


Рис.18.4. Развертка изображения на поверхность A

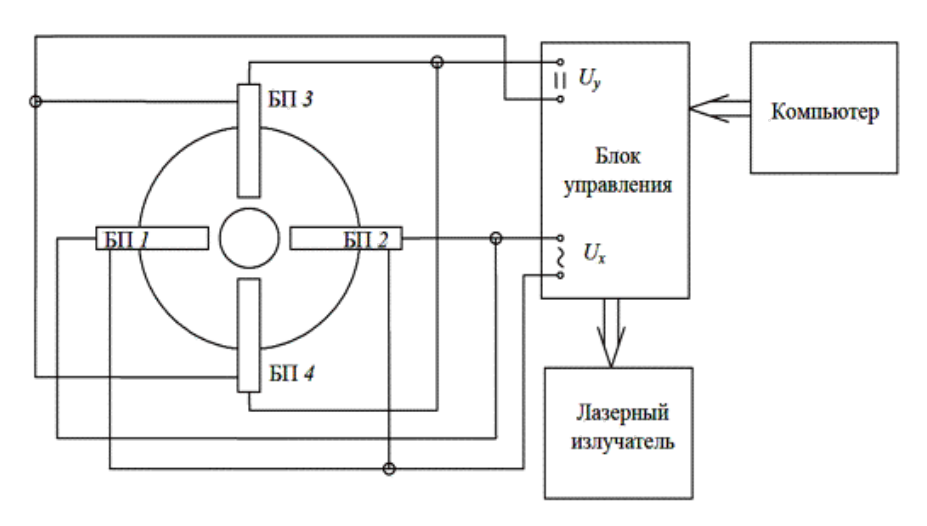


Рис. 18.5.Режим работы отклоняющей системы

Заключение

Экспериментальные исследования опытного образца пьезоэлектрического двухкоординатного дефлектора дали следующие результаты:

— углы качания зеркала $\alpha = \pm 5^\circ$ по двум координатам удовлетворяют требованиям задачи;

— траектории луча на поверхности A прямолинейны как при прямом, так и при обратном ходе луча; траектория представляет собой замкнутую петлю в виде параллелограмма.

Длительные испытания показали хорошую стабильность параметров развертки. Зависимость амплитуды угла качания от напряжения линейна в рабочем диапазоне частот. Таким образом, опытный макет дефлектора показал свою работоспособность, однако нуждается в доработке.

Литература

1. Смирнов А.Б. Мехатроника и робототехника. Системы микроперемещений с пьезоэлектрическими приводами: Учеб. пособие. СПб: Изд-во СПбГПУ, 2003. 160 с.
2. Кошкин И. А., Смирнов А. Б. Пьезоэлектрический двухкоординатный дефлектор маркирующего лазера,
3. Ребрин Ю. К. Управление оптическим лучом в пространстве. М. : Сов. радио, 1977. - 336 с.

Замечания. 1. Цитируемая литература не соответствуют требованиям современного представления информации.

УДК 621.376:536.89

19. ПРИЗМЕННЫЕ ДЕФЛЕКТОРЫ

Студент Г.Ю. Бережная

Статья посвящена призмным дефлекторам с использованием различных электрооптических коэффициентов, от которых зависит ориентация осей кристалла в дефлекторе и направление воздействующего электрического поля. Проанализированы возможности использования электрооптических кристаллов различной симметрии в плавных преломляющих дефлекторах различного конструктивного выполнения.

Ключевые слова: дефлекторы, призмные дефлекторы, кристаллы типа KDP, ADP, DKDP.

Введение

Одной из серьезных проблем, стоящих перед разработчиками разнообразных систем с использованием ОКГ, является проблема создания высокоскоростных устройств управления лучом ОКГ в пространстве, обладающих широким диапазоном скоростей и высокой разрешающей способностью, надежных в работе, простых в эксплуатации, легко управляемых и перестраиваемых в процессе работы. Устройства, позволяющие управлять направлением распространения оптических лучей, называют дефлекторами. Дефлекторы могут применяться в лазерных системах: телевизионных, воздушной разведки, обнаружения целей, записи информации, скоростных осциллографах, устройствах оптической памяти, оптических вычислительных приборах, и в других системах и приборах.

Отклоняющие возможности устройств из кристаллов зависят как от величины электрооптического эффекта, так и от формы кристалла и характера расположений нанесенных на него электродов.

Для призмных дефлекторов, в которых используются кристаллы симметрии m , поляризация сканируемого излучения должна быть перпендикулярна вектору напряженности воздействующего электрического поля (рис.19.1). По данному признаку они относятся к первому типу дефлекторов.

В зависимости от используемого электрооптического коэффициента может быть выбрана определенная ориентация осей кристалла в дефлекторе и направление воздействующего электрического поля. Для кристаллов KDP, DKDP и RDA электрооптический коэффициент r_{63} больше r_{41} , для кристаллов ADP и KDA r_{63} меньше r_{41} .

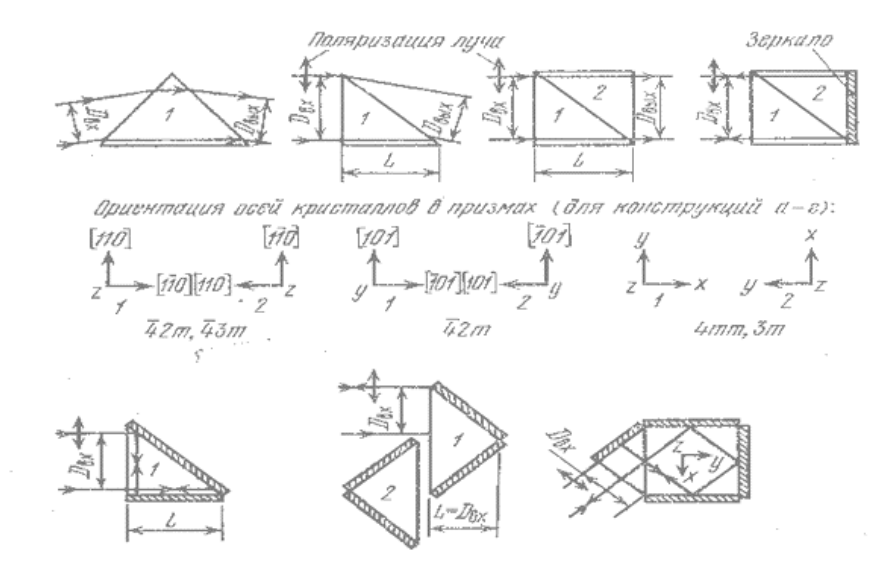


Рис. 19.1. Дефлекторы первого типа из кристаллов (1, 2) симметрии m , m , $3m$, $4mm$.

Дефлекторы с направлением электрического поля вдоль оси z

Конструкции отклоняющих устройств, выполненных в виде треугольных призм, и расположение осей кристалла в них показаны на рис. 19.1. Электрическое поле действует по оси z (направление $[001]$), а направление поляризации линейно поляризованного оптического излучения совпадает с осью y' (направление). Согласно выражений, параметры сканирования дефлектора в виде призмы, конструкция которого изображена на рис. 19.1, определяются из соотношений:

– угол отклонения

$$\Delta\alpha = n^3_0 r_{ij} E_j L / D_{\text{вых}} \quad (19.1)$$

– разрешающая способность

$$N = n^3_0 r_{ij} E_j L / \xi \lambda \quad (19.2)$$

На рис. 19.1 показана конструкция дефлектора в виде прямоугольной призмы, состоящей из двух треугольных призм, и ориентация кристаллов в них. Кристаллы в призмах ориентированы так, что при воздействии на них электрического напряжения одного знака показатель преломления в первой треугольной призме меняется на $+\Delta n$, а во второй – на $-\Delta n$. Такая конструкция дефлектора была впервые предложена в 1963 г. В.А. Шамбуровым при применении в ней кристаллов KDP. Один из кристаллов развернут относительно другого на 90° вокруг оси $[011]$. Под действием электрического поля по оси $[001]$ эллипсоид показателей преломления

сжимается в направлении $[110]$, а в направлении $[0]$ расширяется. Направление поляризации луча во втором кристалле совпадает с расширившейся осью эллипсоида $(+\Delta n)$, а в первом кристалле — со сжимающейся осью эллипсоида $(-\Delta n)$ показателей преломления. Из-за возникшей разности полуосей эллипсоидов показателей преломления первого и второго кристаллов луч будет отклоняться от первоначального направления на границе раздела двух кристаллов призмы. При изменении направления электрического поля луч отклонится в противоположную сторону.

Если на одну из граней прямоугольной призмы нанести зеркальное отражающее покрытие, как показано на рис.19.1, то длина пути луча в активной среде увеличится вдвое по сравнению с длиной пути луча в призме, конструкция которой представлена на рис. 19.1.

Дефлектор, конструкция которого изображена на рис. 19.1, д, состоит из одной треугольной призмы, на две грани которой нанесены зеркальные отражающие покрытия. Длина пути луча в активной среде и наведенная разность хода в данном дефлекторе такие же, как и в предыдущем случае, а размеры отклоняющего элемента в два раза меньше.

Дефлекторы могут быть изготовлены на основе кристаллических элементарных ячеек, в которых оптический луч проходит по одному и тому же участку кристалла четыре раза, т. е. для которых $q=4$. Элементарные ячейки могут быть в виде прямоугольных и треугольных призм. В дефлекторах таких конструкций могут отсутствовать внешние зеркала, так как при полировке граней в ячейке будет наблюдаться явление полного внутреннего отражения.

На рис.19.1 показана конструкция многопризменного дефлектора, ориентация кристаллов (1, 2) в призмах показана на рис. 19.2. На рис.19.2, представлена, конструкция одного из возможных вариантов дефлектора на основе прямоугольных базовых ячеек.

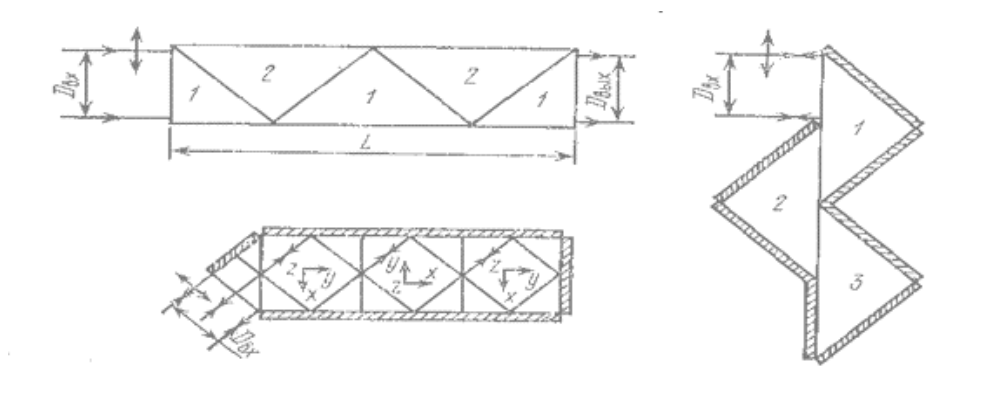


Рис. 19.2. Ориентация кристаллов в дефлекторах первого типа из элементарных ячеек из кристаллов симметрии m и \bar{m} .

Конструкция отклоняющих устройств, состоящих из нескольких треугольных элементарных ячеек, показана на рис. 19.2. Число призм в дефлекторе ограничивается тем, что апертура отклоненного светового пучка будет срезаться гранями отклоняющего устройства.

Дефлекторы с направлением электрического поля по оси x (y)

В дефлекторах с направлением поля по оси x (y) могут быть использованы кристаллы симметрии m с большим электрооптическим модулем r_{41} , в частности кристаллы ADP, у которых r_{41} незначительно отличается от r_{63} кристалла DKDP. Применение ADP упрощает проблемы подавления пьезоэлектрических резонансов. Кроме того, стоимость кристалла ADP значительно ниже DKDP.

Как и в предыдущем случае, дефлекторы из ADP с направлением электрического поля по оси x (y) могут быть изготовлены в виде треугольных призм, прямоугольных призм с зеркальными отражателями и без них и состоящими из элементарных ячеек. Ориентация осей кристалла в дефлекторе, выполненном в виде прямоугольного треугольника, показана на рис. 19.3.

Ориентация осей кристаллов в дефлекторе, выполненном в виде прямоугольной призмы, показана на рис. 19.3

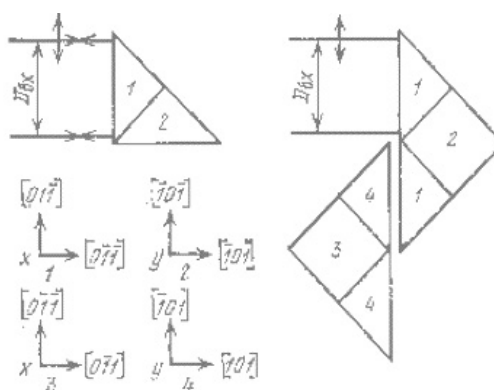


Рис. 19.3. Ориентация кристаллов симметрии m в призмах при направлении электрического поля по оси x (y).

На рис. 19.3 показана треугольная призма с зеркальными отражателями, отклоняющие возможности для нее подсчитываются также по соотношениям (1) и (2) при $q = 2$. Если две треугольные призмы с зеркальными отражателями соединить вместе, как показано на рис.19.3, можно получить элементарную ячейку для составного дефлектора. Две центральные призмы образуют единую квадратную призму, так как они имеют одну и ту же ориентацию осей кристаллов. Коэффициент увеличения для такой ячейки $q = 4$. Угол отклонения и разрешающая способность определяются по формулам. На основе нескольких элементарных ячеек

может быть изготовлен дефлектор, обладающий почти такими же отклоняющими возможностями, как и дефлектор из кристалла DKDP тех же размеров. Если же учесть значительно более низкую стоимость кристалла ADP по сравнению с DKDP и возможность получения кристаллов ADP более высокого оптического качества, то преимущества дефлектора на основе базовых ячеек из ADP очевидны.

Заключение

Проведена классификация современных методов сканирования по различным признакам, даны определения параметров и характеристик дефлектора. Описаны различные конструкции дефлектора и дан пример их расчета. Представлены сведения по материалам, используемые в различных отклоняющих устройствах. Проанализировано современное состояние разработок дефлекторов призменного типа, приведены примеры их применения в аппаратуре различного целевого назначения.

Статья рассчитана на инженеров и научных работников, разрабатывающих оптическую аппаратуру, в которой применяются различные устройства пространственного отклонения оптического луча. Она может быть полезной аспирантам и студентам, специализирующимся в области лазерной и инфракрасной техники.

Литература

1. Ребрин Ю. К. Управление оптическим лучом в пространстве. М, «Сов. радио», 1977, 336 с.
2. Ребрин Ю. К., Рукосуев Б. Г. Системы сканирования луча ОКГ. КВИАВУ, 1970.
3. Василевская А. С. К вопросу об электрооптических свойствах кристаллов типа KDP. — «Кристаллография», 1966, т. 11, вып. 5, с. 755—759.

Замечания. 1. Цитируемая литература не соответствуют требованиям современного представления информации.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящем пособии приведены примеры выполнения студентами учебного задания, направленного на самостоятельное освоение информации о методах и технике управления параметрами световой волны. Основу предлагаемого задания составляют сбор, обобщение и квалифицированная оценка материалов, опубликованных в периодических изданиях. Вместе с

тем результаты работы должны быть представлены в виде реферата на заданную тему в соответствии с требованиями к оформлению материалов, подлежащих публикации в «Научно-техническом вестнике ИТМО».

Материалы, представленные в настоящем сборнике, отображают типичную склонность студентов к тривиальной компиляции опубликованной технической информации. Отсутствует стремление к рассмотрению различных возможностей описания физических явлений. Так, например, описание магнитооптического эффекта, эффекта Зеемана и т.п. может быть выполнено как классическим, так и квантово-механическим методом. Сравнение возможностей такого описания позволило бы более глубоко и осознанно представить границы практического использования устройств на этой основе.

Студенческие работы сопровождаются массой технических недоработок, таких, как:

- отсутствие списка ключевых слов в рефератах студентов Н.С. Молчанов, И. Киселев, Н.Е. Говоркова

- неправильное оформление рисунков в рефератах студентов Н.Е. Говоркова, Г.Ю. Бережная, И. Андреева

- указание списка используемой литературы не в соответствии с правилами в рефератах студентов Н.С. Молчанов, Д.В. Кузнецов, П.А. Вострокнутов, И.В. Парфененков

- отсутствие заключения в рефератах студентов И. Киселев, А.А. Поважная

- отсутствие индекса и аннотация в реферате студента Н.С. Молчанов

- отсутствие введения в реферате студента Г.Г. Андроникян

Коллективное обсуждение этих и других недоработок может подлежать обсуждению на семинарских занятиях.

Содержание

Введение.....	3
Параметры световой волны	
1. Поляризация света.....	4
2. Вектор Джонса.....	9
3. Вектор Стокса.....	12
4. Световые биения. Аналитический сигнал.....	16
Модуляция света	
5. Виды модуляции света.....	20
6. Внутренняя модуляция света.....	26
7. Прямая модуляция света.....	33
8. Амплитудная модуляция света.....	36
9. Фазовая модуляция света.....	43
10. Частотная модуляция света.....	47
11. Импульсная модуляция света.....	51
12. Пространственная модуляция света.....	58
13. Цифровая модуляция света.....	63
14. Спектры модулированных колебаний.....	68
Дефлекторы оптического излучения	
15. Дефлекторы.....	74
16. Параметры и характеристики дефлекторов.....	77
17. Пьезоэлектрический эффект.....	82
18. Пьезоэлектрические дефлекторы.....	85
19. Призмённые дефлекторы.....	91
Заключение.....	95
Содержание.....	97