

Введение

В современных условиях развития технологий беспроводной передачи данных при реализации многоканальной радиосвязи радиорелейные и спутниковые системы находят широкое применение при построении сетей связи общего и специального назначений. Одним из основных элементов радиоприемного и радиопередающего оборудования радиорелейных и спутниковых станций является антенно-фидерное устройство (АФУ).

Собственно под антенной понимается устройство, осуществляющее преобразование направленных фидером электромагнитных волн или высокочастотных токов в радиоволны и, наоборот, радиоволн — в направляемые электромагнитные волны (ЭМВ). Антенна обеспечивает связь между фидером и окружающей средой. Фидер — линия передачи и вспомогательные устройства, с помощью которых энергия радиочастотного сигнала в виде токов подводится от передатчика к антенне или от антенны к приемнику. Основные характеристики приемных АФУ могут быть найдены, если известны аналогичные характеристики в случае работы этих же АФУ в передающем режиме. В этой связи свойства передающих и приемных АФУ рассматриваются совместно и, как правило, свойства АФУ изучаются в передающем режиме.

Наиболее распространенными признаками классификации антенн являются их разделение: по диапазонам волн; предназначению (передающие, приемные, приемопередающие; для радиовещания, телевидения, радиорелейной связи, космической связи, радиосвязи); способу использования (стационарные, полевые, бортовые); направленности (ненаправленные, слабонаправленные, остронаправленные); диапазоном свойствам (узкополосные, широкополосные, диапазонные, частотно-независимые).

В отдельную категорию отводятся классификационные признаки, разделяющие антенны по принципу действия и конструктивным особенностям. В данном случае упрощенно классификация антенн выполняется для трех основных групп: линейные, апертурные и поверхностные антенны.

В линейных антеннах СВЧ токи текут вдоль линии (провода) с поперечными размерами много меньшими длины рабочей волны.

В апертурных антеннах излучающим элементом является апертура (отверстие или поверхность), возбуждаемая электромагнитным полем (ЭМП) создающим радиоволны в окружающем пространстве.

В поверхностных антеннах используется открытая линия передачи с замедляющей системой (частный случай антенны бегущей волны). Бегущие замедленные волны оказываются «прижатыми» к направляющей поверхности.

В радиорелейных и спутниковых системах передачи в качестве основных элементов фидера выступают типовые: 1) линии передачи — коаксиальные кабели, полосковые линии и волноводы; 2) вспомогательные устройства — фильтр (блок) частотной развязки (дуплексер); поляризационный селектор, переходники с одного типа линий СВЧ на другой, согласующие устройства, направленные ответвители, элементы контроля и пр.

В целом, существующее многообразие элементов трактов (линий передачи и вспомогательных устройств) и антенн требует наличия универсальных методов анализа и синтеза АФУ для обеспечения их эффективного исследования, проектирования и модификации. Эти методы формируют отдельное направление в разделе физики «Электричество и магнетизм» — вычислительную электродинамику, связывающую методы электродинамики и вычислительной математики [1]. В различном алгоритмическом исполнении, в зависимости от специфики решаемых задач и реализуемых функций, отдельные методы вычислительной электродинамики составляют основу широко используемых во всем мире коммерческих программ моделирования высокочастотных электромагнитных полей. В виду относительной универсальности (возможности анализа и синтеза СВЧ устройств произвольной геометрической формы и конфигурации при расчете и наглядной демонстрации всех электромагнитных характеристик элементов тракта и характеристик направленности антенн в частотной и временной областях), удобного трехмерного интерфейса интерактивного моделирования и обеспечения минимизации вычислительных затрат при применении технологий параллельных вычислений, система автоматизированного проектирования (САПР) Ansoft HFSS (high frequency structure simulator) занимает лидирующее положение среди существующих пакетов программ моделирования высокочастотных электромагнитных полей. Формированию базовых знаний, необходимых для самостоятельного освоения САПР Ansoft HFSS, посвящено большое число работ. Однако они не позволяют установить взаимосвязь особенностей реализации методов вычислительной электродинамики при расчете электромагнитных характеристик элементов тракта и характеристик на-

правленности антенн, применяемых в радиорелейной и спутниковой связи.

Вышеизложенное обстоятельство определило необходимость подготовки настоящего учебного пособия, включающего шесть глав.

В первой главе рассмотрены теоретические основы реализации методов вычислительной электродинамики, применяемые в Ansoft HFSS. Сформулированы особенности решения электродинамических задач в Ansoft HFSS с определением соответствующих математических постановок внутренних задач электродинамики. Заданы также основные формулировки методов конечных элементов и методов моментов в частотной и временной областях — это основные методы вычислительной электродинамики, реализованные в Ansoft HFSS. Формализовано представление основных базисных функций методов конечных элементов и моментов. Выделены основные этапы и алгоритмы разбиения области анализа на элементарные подобласти при построении неструктурированных расчетных сеток в Ansoft HFSS при реализации численных схем методов конечных элементов и моментов.

Во второй главе сформулированы основы расчета электромагнитных характеристик элементов тракта и антенн радиорелейной и спутниковой связи в САПР Ansoft HFSS. Определен порядок расчета электрических параметров элементов тракта и антенн. Выделены основные характеристики направленности антенн и основные математические соотношения для их расчета. Ввиду особой важности параметра добротности АФУ радиорелейных и спутниковых систем связи определены основы расчета шумовой температуры антенн.

В третьей главе приведены примеры проектирования элементов тракта в САПР Ansoft HFSS при решении задач моделирования и анализа электромагнитных параметров коаксиального кабеля, прямоугольного волновода, микрополосковой линии, направленного ответвителя.

В четвертой главе представлены основные этапы моделирования и анализа линейных антенн в САПР Ansoft HFSS — симметричного вибратора, антенны Яги–Уда, логопериодической антенны, спиральной антенны, магнитной антенны.

В пятой главе приведены примеры проектирования в САПР Ansoft HFSS типовых апертурных антенн при решении задач моделирования и анализа рупорной, зеркальной и линзовой антенн. Приведены результаты расчёта шумовой температуры антенны для различных типов земной поверхности под антенной.

В шестой главе представлены основные этапы моделирования и анализа в САПР Ansoft HFSS перспективных для радиорелейных

и спутниковых систем связи антенн — микрополосковой антенны, антенны Вивальди, фрактальной и зеркально-линзовой антенн.

Настоящее учебное пособие может быть использовано для подготовки специалистов по направлению «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», так и по другим направлениям и специальностям. Будет полезно для самоподготовки в системе повышения квалификации и для преподавателей вузов радиотехнического и радиофизического профилей при разработке лекций, лабораторных, групповых и практических занятий.

1 Теоретические основы работы с Ansoft HFSS

1.1. Особенности решения электродинамических задач в Ansoft HFSS

Основу функционирования САПР Ansoft HFSS составляет алгоритм решения моделируемых электродинамических задач (рис. 1.1).

Этап ввода входных параметров алгоритма анализа предполагает:

1. Выбор типа решения (*Solution Types*):

1.1. *Driven Modal* — вычисляет многомодовые S-параметры пассивных СВЧ структур: микрополосковых линий, волноводов и других линий передачи. При этом S-параметры выражаются через падающую и отраженную мощности волноводных мод.

1.2. *Driven Terminal* — вычисляет S-параметры многопортовой исследуемой структуры, подключенной своими портами к нагрузкам. Эти S-параметры будут выражены в терминах отношений напряжений отраженных и падающих волн в портах многополосника.

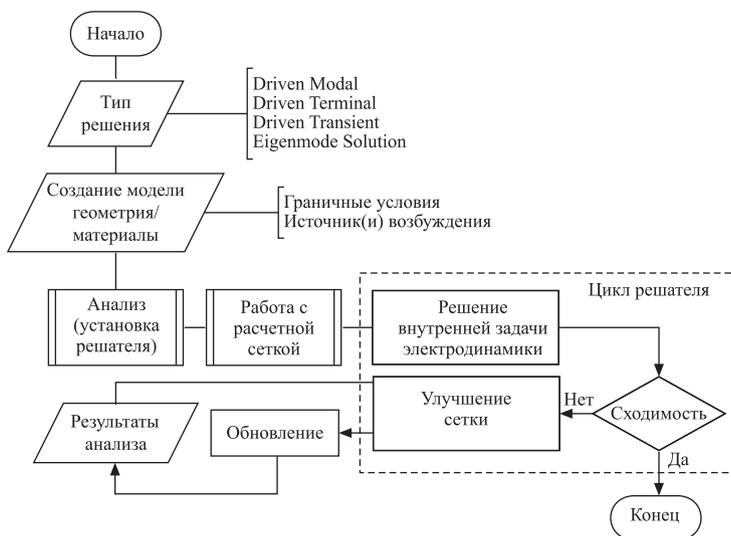


Рис. 1.1. Блок-схема упрощенного алгоритма решения электродинамических задач

1.3. *Driven Transient* — используется для расчета задач во временной области.

1.4. *Eigenmode Solution* — предназначен для расчета собственных волн СВЧ структуры.

2. Создание модели анализируемой СВЧ структуры при определении:

2.1. Граничных условий (*Assigning Boundary*) [1]:

2.1.1. На поверхности раздела двух диэлектриков (*Materials* — свойства материалов):

$$\begin{aligned} \mathbf{v} \times (\dot{\mathbf{E}}_2 - \dot{\mathbf{E}}_1) &= \dot{\mathbf{J}}^M; & \mathbf{v} \times (\dot{\mathbf{H}}_2 - \dot{\mathbf{H}}_1) &= \dot{\mathbf{J}}; \\ \mathbf{v} \cdot (\dot{\mathbf{D}}_2 - \dot{\mathbf{D}}_1) &= \dot{\rho}; & \mathbf{v} \cdot (\dot{\mathbf{B}}_2 - \dot{\mathbf{B}}_1) &= \dot{\rho}^M. \end{aligned} \quad (1.1)$$

2.1.2. На поверхности раздела диэлектрика и идеального проводника (*Perfect E* — идеальная электрическая стенка):

$$\mathbf{v} \times \dot{\mathbf{E}} = 0; \quad \mathbf{v} \cdot \dot{\mathbf{H}} = 0; \quad \mathbf{v} \times \dot{\mathbf{H}} = \dot{\mathbf{J}}. \quad (1.2)$$

2.1.3. На поверхности раздела диэлектрика и идеального магнетика (*Perfect H* — идеальная магнитная стенка):

$$\mathbf{v} \times \dot{\mathbf{H}} = 0; \quad \mathbf{v} \cdot \dot{\mathbf{E}} = 0; \quad \mathbf{v} \times \dot{\mathbf{E}} = \dot{\mathbf{J}}^M. \quad (1.3)$$

2.1.4. На поверхности раздела диэлектрика и металла с конечной электропроводимостью (*Finite Conductor* — проводник с электрическими потерями):

$$\dot{\mathbf{E}} - (\mathbf{v} \cdot \dot{\mathbf{E}})\mathbf{v} = \dot{Z}_s \dot{\mathbf{H}} \times \mathbf{v}. \quad (1.4)$$

2.1.5. На бесконечно тонком резистивном листе (поверхность *Sheet* и *Perfect E*)

$$\begin{aligned} \mathbf{v} \times (\dot{\mathbf{E}}_2 - \dot{\mathbf{E}}_1) &= 0; & \mathbf{v} \times (\dot{\mathbf{H}}_2 - \dot{\mathbf{H}}_1) &= \dot{\mathbf{J}}; \\ \mathbf{v} \times (\mathbf{v} \times \dot{\mathbf{E}}) &= \dot{Z}_s^e \mathbf{v} \times (\dot{\mathbf{H}}_2 - \dot{\mathbf{H}}_1). \end{aligned} \quad (1.5)$$

2.1.6. На бесконечно тонком магнитном листе (поверхность *Sheet* и *Perfect H*)

$$\begin{aligned} \mathbf{v} \times (\dot{\mathbf{E}}_2 - \dot{\mathbf{E}}_1) &= \dot{\mathbf{J}}^M; & \mathbf{v} \times (\dot{\mathbf{H}}_2 - \dot{\mathbf{H}}_1) &= 0; \\ \mathbf{v} \times (\mathbf{v} \times \dot{\mathbf{H}}) &= \dot{Y}_s^M \mathbf{v} \times (\dot{\mathbf{E}}_2 - \dot{\mathbf{E}}_1). \end{aligned} \quad (1.6)$$

2.1.7. Граничные условия на ребре:

$$\dot{\mathbf{E}}, \dot{\mathbf{H}} = O(R^{\tau-1}), \quad R \rightarrow 0, \quad \tau > 0. \quad (1.7)$$

2.1.8. Условия излучения на бесконечности [3]:

- Зоммерфельда:

$$\{\dot{\mathbf{E}}, \dot{\mathbf{H}}\} = o(R^{-1}); \quad (1.8)$$

- Сильвера–Мюллера:

$$\dot{\mathbf{H}} \times \mathbf{e}_R - \dot{\mathbf{E}} = o(R^{-1}); \quad \dot{\mathbf{E}} \times \mathbf{e}_R + \dot{\mathbf{H}} = o(R^{-1}); \quad \{\dot{\mathbf{E}}, \dot{\mathbf{H}}\} = O(R^{-1}); \quad (1.9)$$

- Сильвера–Мюллера в слабой форме:

$$\dot{\mathbf{E}} \times \mathbf{e}_R + \sqrt{\varepsilon/\mu} \dot{\mathbf{H}} = o(R^{-1}); \quad \dot{\mathbf{H}} = O(R^{-1}), \quad (1.10)$$

в зависимости от ограничений, накладываемых на волновое число $\beta = \omega\sqrt{\varepsilon\mu}$, где ε и μ — диэлектрическая и магнитная проницаемости среды; $\omega = 2\pi/\lambda$ — круговая частота; λ — длина волны; $R = |\mathbf{r}|$; $\mathbf{e}_R = \mathbf{r}/|\mathbf{r}|$; $\mathbf{r} \in \mathbb{R}^3$.

В выражениях (1.1)–(1.10) приняты следующие обозначения: \mathbf{v} — орт-нормали к поверхности раздела, направленная из первой среды во вторую; $\dot{\mathbf{E}}_1, \dot{\mathbf{E}}_2$ и $\dot{\mathbf{H}}_1, \dot{\mathbf{H}}_2$ — векторы напряженности электрического и магнитного полей первой, второй сред соответственно; $\dot{\mathbf{J}}$ и $\dot{\mathbf{J}}^M$ — поверхностные плотности электрического и магнитного тока, протекающего по поверхности раздела; $\dot{\rho}$ и $\dot{\rho}^M$ — поверхностная плотность электрического и магнитного заряда, находящегося на поверхности раздела; $\dot{Z}_s = (1 + i)\sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}}$ — поверхностное сопротивление; $\dot{Z}_s^e = \frac{\eta_0}{i\beta_0(\varepsilon - 1)h}$ — электрическое поверхностное сопротивление; $\dot{Y}_s^M = \frac{1}{i\eta_0\beta_0(\mu - 1)h}$ — магнитное поверхностное сопротивление; h — толщина листа; η_0 — характеристическое сопротивление свободного пространства; β_0 — волновое число в свободном пространстве.

2.2. Источников возбуждения (Assigning Excitations):

2.2.1. Волновой порт (Wave Port) — поверхность, через которую сигнал входит или выходит из заданной геометрии — фактически это полубесконечный по длине волновод.

2.2.2. Сосредоточенный порт (Lumped Port) — внутренняя поверхность, через которую сигнал входит или выходит из заданной геометрии.

2.2.3. Порт Флоке (Floquet Port) — ячейка Флоке, использующаяся при моделировании периодических структур (антенных решеток) и представляющая часть пространства, ограниченная стенками с периодическими граничными условиями.

2.2.4. Падающая волна (Incident Wave) — распространяющаяся волна, которая может быть задана плоской волной (Plane Wave),

диполем Герца (*Hertzian-Dipole Wave*), цилиндрической волной (*Cylindrical Wave*), гауссовой волной (*Gaussian Beam*), волной линейной антенны (*Linear Antenna Wave*), волной дальней зоны (*Far Field Wave*), волной ближней зоны (*Near Field Wave*).

2.2.5. Источник напряжения (*Voltage Source*) — постоянное электрическое поле в точке питания.

2.2.6. Источник тока (*Current Source*) — постоянный электрический ток через точку питания.

2.2.7. Подмагничивающее поле (*Magnetic Bias*) — используется для определения чистого внутреннего поля, которое смещает насыщенный ферритовый объект.

После решения задачи по моделированию в алгоритме решения электродинамических задач (см. рис. 1.1) осуществляется переход к анализу (расчету) заданной СВЧ структуры. При этом производится предварительная установка настроек решателя (*Add Solution Setup*), которая предполагает:

1. Установку расчетной частоты (*Solution Frequency*) и/или диапазона частот (*Add Sweep Frequency*) при формировании решения в частотной области. Установку вида входного сигнала (*Input Signal*) при формировании решения во временной области (*Function, Frequency extracted*).

2. Задание условий оценки сходимости решателя (*Adaptive Solution*) по максимально допустимому числу (*Maximum Number of Passes*) циклов (итераций) и максимальному значению изменения энергетического параметра между соседними расчетными итерациями (*Maximum Delta Energy*).

3. Настройку требований к формированию расчетной сетки (*Initial Mesh Options*), ее адаптации (*Adaptive Options*) и особенностей задания базисных функций (*Solution Options — Order of Basis Functions*).

Для формируемого разбиения области анализа в блоке вычислительного цикла Ansoft HFSS выполняет последовательное решение внутренней и внешней задач электродинамики. Под внутренней задачей понимается определение распределения ЭМП внутри некоторой области Ω , которая при заданных граничных условиях ограничена замкнутой поверхностью S [4]. Примеры внутренней задачи — определение распределения ЭМП в волноводе [5], определение функции плотности тока на антенне заданной конструкции (на элементах тонкопроволочной антенны, на поверхности рефлектора [6]). Внешняя задача связана с определением по заданному полю источников распределения ЭМП для неограниченного однородного изотропного пространства за пределами Ω , ограниченного S [4]. Примеры

внешней задачи — определение ЭМП антенны в свободном пространстве при известном распределении функции плотности тока на антенне [3].

Основную часть блока вычислительного цикла (рис. 1.1) составляет решение внутренней задачи электродинамики, которая при корректной взаимосвязи с соответствующими условиями (1.1)–(1.10), в общем случае сводится к решению уравнений Максвелла в симметризованной форме (при введении фиктивных магнитных токов $\dot{\mathbf{J}}^M$ и зарядов $\dot{\rho}^M$) [1]:

$$\begin{aligned}\nabla \times \dot{\mathbf{E}} &= -\frac{\partial \dot{\mathbf{B}}^M}{\partial t} - \frac{\partial \dot{\mathbf{B}}^{\text{э}}}{\partial t} - \dot{\mathbf{J}}^M; \\ \nabla \times \dot{\mathbf{H}} &= \frac{\partial \dot{\mathbf{D}}^M}{\partial t} + \frac{\partial \dot{\mathbf{D}}^{\text{э}}}{\partial t} + \dot{\mathbf{J}}; \\ \nabla \cdot \dot{\mathbf{D}} &= \dot{\rho}; \quad \nabla \cdot \dot{\mathbf{B}} = \dot{\rho}^M,\end{aligned}\tag{1.11}$$

при учете уравнений непрерывности

$$\begin{aligned}\nabla \cdot \dot{\mathbf{J}} + \frac{\partial \dot{\rho}}{\partial t} &= 0; \\ \nabla \cdot \dot{\mathbf{J}}^M + \frac{\partial \dot{\rho}^M}{\partial t} &= 0.\end{aligned}\tag{1.12}$$

В заданных дифференциальных соотношениях (1.11) при обозначении величин $\dot{\mathbf{D}}$ и $\dot{\mathbf{B}}$ — электрическая и магнитная индукции — элементы $\dot{\mathbf{D}}^{\text{э}}, \dot{\mathbf{D}}^M, \dot{\mathbf{B}}^{\text{э}}, \dot{\mathbf{B}}^M$ определяются из следующих условий:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{D}} &= \dot{\mathbf{D}}^{\text{э}} + \dot{\mathbf{D}}^M = \varepsilon \dot{\mathbf{E}} + \xi \dot{\mathbf{H}}; \\ \dot{\mathbf{B}} &= \dot{\mathbf{B}}^M + \dot{\mathbf{B}}^{\text{э}} = \zeta \dot{\mathbf{E}} + \mu \dot{\mathbf{H}}; \\ \dot{\mathbf{J}} &= \sigma \dot{\mathbf{E}}.\end{aligned}\tag{1.13}$$

Величины ε (Ф/м), μ (Гн/м), ξ (Кл/А·м), ζ (Тл·м/В) и σ ($\text{Ом}^{-1}\text{м}^{-1} = \text{См/м}$) в выражениях (1.13) определяют электромагнитные свойства среды распространения и называются диэлектрической проницаемостью, магнитной проницаемостью, кросспроницаемостями и удельной проводимостью среды соответственно. В общем случае эти величины являются комплексными функциями точки пространства и времени. В зависимости от свойств среды значения ε , μ , ξ , ζ , σ задаются в скалярном (если среда изотропна — область пространства, в которой физические свойства не зависят от направления распространения) или тензорном (если среда анизотропная — среда, свойства которой в различных направлениях распространения различны) виде. Тензорный вид, например диэлектрической проницаемости среды в декартовой системе координат, определяется в

виде матрицы $\varepsilon = \begin{pmatrix} \varepsilon_{xx} & \varepsilon_{xy} & \varepsilon_{xz} \\ \varepsilon_{yx} & \varepsilon_{yy} & \varepsilon_{yz} \\ \varepsilon_{zx} & \varepsilon_{zy} & \varepsilon_{zz} \end{pmatrix}$. Указанные параметры среды

задаются в САПР Ansoft HFSS при задании материала в соответствующей библиотеке *Tools*→*Edit Configured Libraries*→*Materials*...

Электромагнитные свойства материала задаются при определении следующих параметров на заданной измеряемой частоте (*Measured Frequency*):

- относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_r = \varepsilon_a/\varepsilon_0$ (*Relative Permittivity*), где $\varepsilon_0 = (4\pi c^2)^{-1} \times 10^7$ — электрическая постоянная; c — скорость света в вакууме, $\varepsilon_a = \varepsilon + i\sigma/\omega$ — абсолютная диэлектрическая проницаемость;
- относительная магнитная проницаемость $\mu_r = \mu_a/\mu_0$ (*Relative Permeability*), где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ — магнитная постоянная; $\mu_a = \mu + i\sigma_m/\omega$ — абсолютная магнитная проницаемость, σ_m — удельная магнитная проводимость среды;
- объемная проводимость σ (*Bulk Conductivity*);
- тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta = \sigma/(\omega\varepsilon_a)$ (*Dielectric Loss Tangent*);
- тангенс угла магнитных потерь $\operatorname{tg} \delta_m = \sigma_m/(\omega\mu_a)$ (*Magnetic Loss Tangent*);
- магнитное насыщение (*Magnetic Saturation*) — точка выравнивания всех магнитных дипольных моментов материала;
- множитель Ланде, или g -фактор (*Lande G Factor*) — множитель в формуле расщепления уровней энергии в магнитном поле, определяющих масштаб расщепления в относительных единицах — $\gamma = g\gamma_0$, где $\gamma_0 = q/2mc$, m и q — масса и заряд частицы;
- полная ширина резонансной линии, рассчитываемая на измеряемой частоте (*Measured Frequency*) на половине максимума (*Delta H*) — $\Delta H = -2\alpha\omega/(\gamma\mu_0)$.

Заданные дифференциальные соотношения определяют обобщенную постановку задачи электродинамики во временной области. Формирование решения в частотной области выполняется при монохроматическом представлении на характер изменения параметров ЭМП: $\dot{\mathbf{E}} = \dot{\mathbf{E}}_m e^{i\omega t}$, $\dot{\mathbf{H}} = \dot{\mathbf{H}}_m e^{i\omega t}$. Постановка внутренней задачи электродинамики в частотной области с учетом условий (1.1)–(1.11) сводится к решению неоднородных эллиптических дифференциальных уравнений Гельмгольца (тип решения — *Solution Types* в режиме *Driven*) [1]:

$$\begin{aligned} \nabla^2 \dot{\mathbf{E}} + \beta^2 \dot{\mathbf{E}} &= \nabla \dot{\rho}/\varepsilon + i\omega\mu \dot{\mathbf{J}} + \nabla \times \dot{\mathbf{J}}^M; \\ \nabla^2 \dot{\mathbf{H}} + \beta^2 \dot{\mathbf{H}} &= \nabla \dot{\rho}^M/\mu + i\omega\varepsilon \dot{\mathbf{J}}^M - \nabla \times \dot{\mathbf{J}}. \end{aligned} \quad (1.14)$$