

第 5 章



可调匹配网络

RF 可调谐器件(特别是 MEMS 可调电容)具有高 Q 因子、高线性度和高电压处理能力,并且 SOI/SOS 数字可调电容(DTC)和 MEMS 可调电容完全集成在 CMOS 集成电路中。这些有利的特性将使 RF 可调谐器件在移动电话和无线收发机的可调谐射频前端发挥重要作用。目前,用于基站或手机的可调谐阻抗匹配网络是射频可调器件最重要的应用之一^[1-10]。

在本章中,首先在 5.1 节解释阻抗匹配的基本概念。阻抗匹配网络或称为阻抗调谐器并不是新的概念,但是可调匹配网络却是新的。在 5.2 节,将讨论指定可调匹配网络的方法。然后,在 5.3 节解释由可调谐器件组成的匹配网络的设计。在 5.4 节中,将对数字调谐和电容值容差对匹配网络性能的影响进行分析并介绍分析方法。附录为用于计算可调匹配网络的相对转换增益(RTG)和用于匹配下降分析的 MATLAB 代码。

5.1 阻抗匹配的基本知识

参考图 5.1,可以得到以下公式。负载和源反射系数分别在式(5.1)和式(5.2)中给出:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (5.1)$$

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_o}{Z_S + Z_o} \quad (5.2)$$

式中, Z_o 是二端口网络 S 参数的参考特征阻抗。

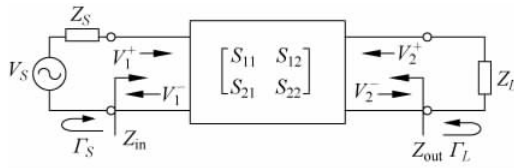


图 5.1 具有一般源和负载阻抗的二端口网络

从 S 参数的定义和 $V_2^+ = \Gamma_L V_2^-$ 可以看出

$$V_1^- = S_{11} V_1^+ + S_{12} V_2^+ = S_{11} V_1^+ + S_{12} \Gamma_L V_2^- \quad (5.3a)$$

$$V_2^- = S_{21} V_1^+ + S_{22} V_2^+ = S_{21} V_1^+ + S_{22} \Gamma_L V_2^- \quad (5.3b)$$

二端口网络的输入反射系数 Γ_{in} 可以从式(5.3a)和式(5.3b)导出:

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{Z_{in} - Z_o}{Z_{in} + Z_o} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (5.4)$$

端口 1 的电压为

$$V = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_s} V_s = V_1^+ + V_1^- = V_1^+ (1 + \Gamma_{in}) \quad (5.5)$$

由式(5.1)、式(5.2)和式(5.5)求解 V_1^+ , 得到

$$V_1^+ = \frac{V_s}{2} \frac{1 - \Gamma_s}{1 - \Gamma_s \Gamma_{in}} \quad (5.6)$$

传输到网络的平均功率为

$$P_{in} = \frac{1}{2Z_o} |V_1^+|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2) = \frac{|V_s|^2}{8} \frac{|1 - \Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2} (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (5.7)$$

传输到负载的功率为

$$P_L = \frac{1}{2Z_o} |V_2^-|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (5.8)$$

用式(5.3b)得到 V_2^- 的表达式并将其和式(5.6)代入式(5.8)中可得

$$\begin{aligned} P_L &= \frac{|V_1^+|^2}{2Z_o} \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \\ &= \frac{|V_s|^2}{8} \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) |1 - \Gamma_s|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2 |1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2} \end{aligned} \quad (5.9)$$

从式(5.7)和式(5.9)可得功率增益为

$$G_P = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2)} \quad (5.10)$$

从源传输到网络的最大可用功率^[11]为

$$P_{avbl} = P_{in} |_{\Gamma_{in} = \Gamma_s^*} = \frac{|V_s|^2}{8} \frac{|1 - \Gamma_s|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (5.11)$$

网络特性的另一个重要增益是转换增益(G_T), 其定义^[11]为

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avbl}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) (1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2 |1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2} \quad (5.12)$$

在 Z_s 与参考阻抗 $Z_o = 50\Omega$ 匹配的情况下, 应该有 $\Gamma_s = 0$, 因此式(5.12)简化为

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avbl}} \Big|_{\Gamma_s = 0} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (5.13)$$

在表征和分析阻抗匹配网络时,将使用转换增益式(5.13)和相对转换增益(RTG)或 ΔG_T ,其中相对转换增益定义为具有和不具有二端口匹配网络转换增益的比值。显然,对于 50Ω 源直接连接反射系数为 Γ_L 的负载的转换增益,例如转换增益 $G_{T,o}$,但不使用匹配网络(如 $S_{21}=1$ 和 $S_{22}=0$),应为

$$G_{T,o} = \frac{P_L}{P_{\text{avbl}}} \bigg|_{\Gamma_S=0} = (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (5.14)$$

从式(5.13)和式(5.14),相对转换增益(RTG)或 ΔG_T 具有如下表达式:

$$\Delta G_T = \frac{G_T}{G_{T,o}} \bigg|_{\Gamma_S=0} = \frac{|S_{21}|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (5.15)$$

当负载为 50Ω ,即 $\Gamma_L=0$ 时,RTG等于

$$\Delta G_T|_{\Gamma_L=0} = \frac{G_T}{G_{T,\text{load}}} \bigg|_{\Gamma_S \& \Gamma_L=0} = |S_{21}|^2 \quad (5.16)$$

阻抗匹配的的目的是使输送到负载的功率最大化,而不是反射最小化。对于无损匹配网络,可以从传输给负载功率的最大化和从匹配网络功率反射的最小化来获得相同的结果。然而,对于有损网络,最小化网络功率反射的结果不等于最大化传输到负载功率的结果,特别是当不存在共轭匹配时。

在图 5.2 中给出了最小化功率反射不等于最大功率传输的一个例子^[12]。当左图显示当负载反射 $|\Gamma_L|$ 幅度从 0.5 变化到 0.9 时使用史密斯圆图中的输入电压驻波比(VSWR)覆盖区域来表征阻抗匹配结果,其中匹配结果为 $\text{VSWR} < 2:1$ 的为红色点, $\text{VSWR} < 3:1$ 为蓝色点, $\text{VSWR} > 3:1$ 为没有任何标记。输入 VSWR 可以由 Γ_{in} 表示

$$\text{VSWR}_{\text{in}} = \frac{1 + |\Gamma_{\text{in}}|}{1 - |\Gamma_{\text{in}}|} \quad (5.17)$$

从图 5.2 的左边图,可以清楚地看到图 5.2(a)中给出的低输入 VSWR(或反射)覆盖图比图 5.2(b)中给出的好很多,特别是当负载反射幅度大于 0.6 并且负载相位在 $-100^\circ \sim +10^\circ$ 时。然而,RTG 或图 5.2(b)所示的传输到负载的功率远高于图 5.2(a)所示,例如将图 5.2(b)中的平均 RTG=2.08dB 与图 5.2(a)中的平均 RTG=0.25dB 相比较,就可以清楚看到这一点。

在实际情况中,因为任何实际的匹配网络都有损耗,所以阻抗匹配设计通常应基于最大化传输到负载的功率,而不是使匹配网络输入端的功率反射最小化。采用最小化输入功率反射的匹配网络设计可能无法实现设计目标。

阻抗匹配的常用拓扑结构是 L 形网络、 π 形网络、T 形网络或多节型网络[如电容桥接双 π 形网络(CBDPN)]。其中,L 形网络是最简单的并且使用最少元件数,但是其史密斯圆图中共轭匹配区域是有限的。如图 5.3(a)所示,对于由可调电容和可调电感组成的 L 形网络,

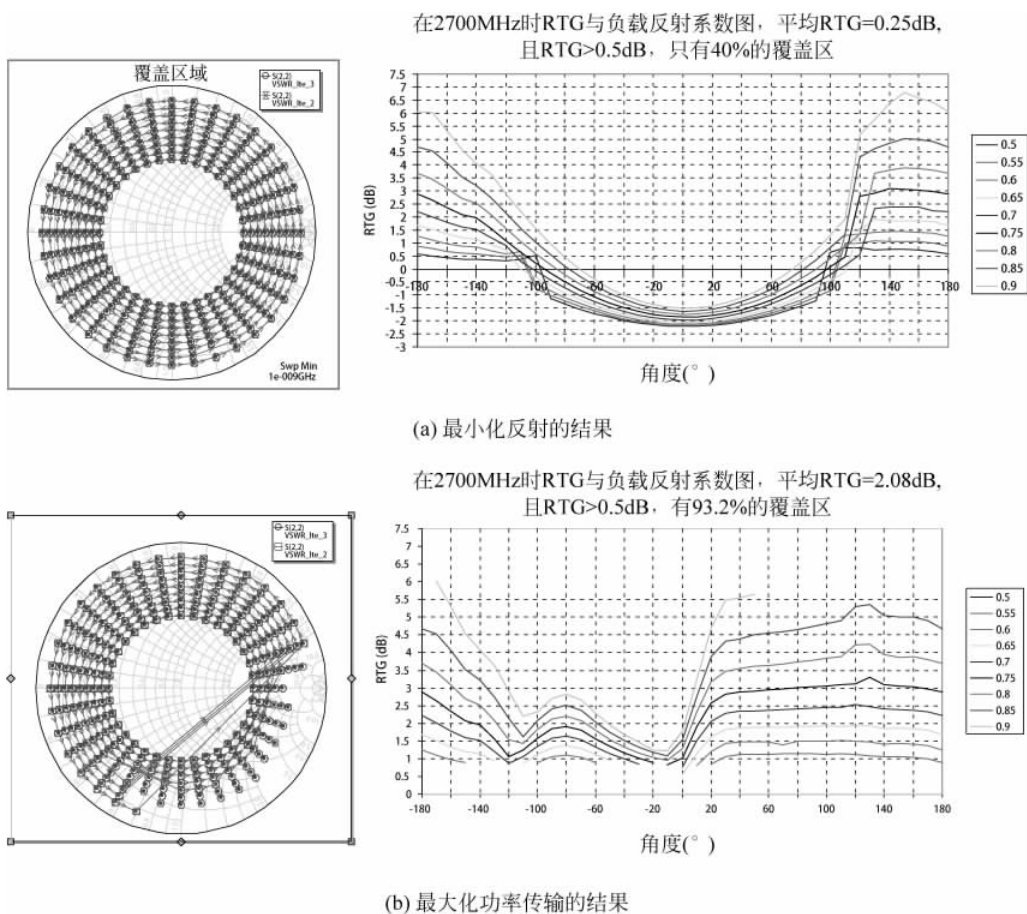
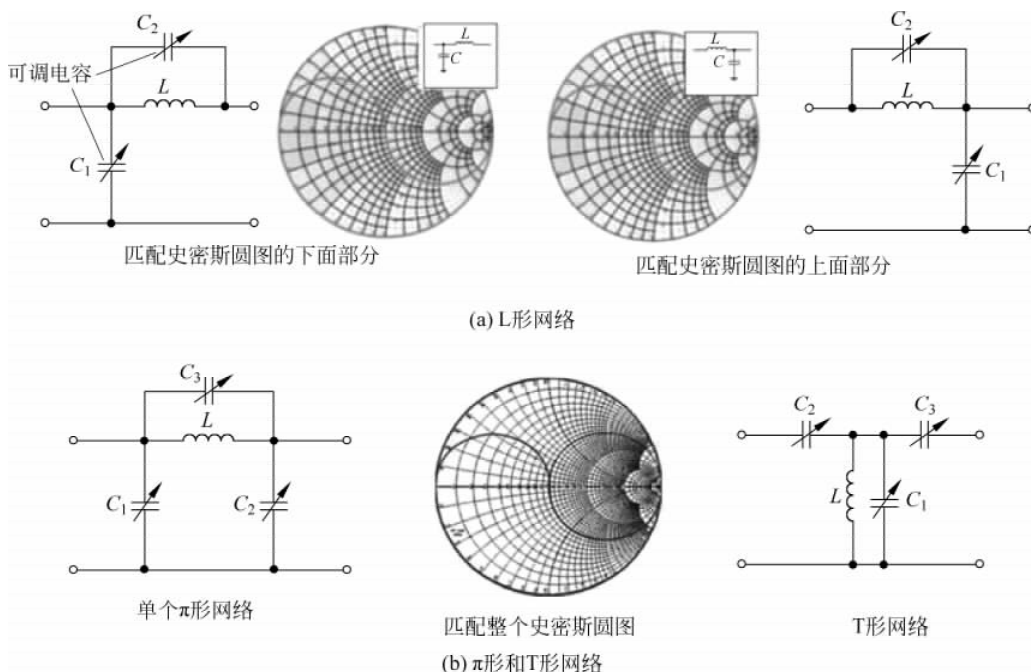


图 5.2 最小化输入 VSWR(或功率反射)和最大化传输到负载功率的匹配结果比较

即使电容和电感可以从 0 调到无限大,可能的最大共轭匹配区域仅占史密斯圆图的一半^[13]。如果所有可调元件的值都具有从 0 到无穷大的调谐能力,由可调电感和可调电容构成的 π 形网络和 T 形网络的可能最大共轭匹配区域理论上可以涵盖整个史密斯圆图。因此,图 5.3(b)中描绘的 π 形和 T 形网络在史密斯圆图中肯定会有比图 5.3(a)给出的 L 形网络具有更广泛的匹配调谐区域。

需要说明的是,共轭匹配意味着匹配网络的输出端口 $S_{22} = \Gamma_L^*$,并且在无损网络中提供最大的功率到负载。在使用匹配网络后,即使可能无法提供最大的功率,但是在共轭匹配区域的外部仍然有一些好的区域来实现传输功率的提高。实际上,阻抗匹配通常基于传输到负载的功率的提高而不是仅仅以共轭匹配来定义。另外,对于有损匹配网络的情况,共轭匹配条件可能不总是提供传输给负载的最大功率。

图 5.3 L 形、 π 形或 T 形网络覆盖整个史密斯圆图的共轭匹配区域

5.2 指定可调匹配网络的方法

在本节中,将讨论指定可调匹配网络(TMN)的方法。在移动通信中应用定义 TMN 指标是非常重要的。RF 可调谐器件通常指定在 50Ω 环境中,但 TMN 绝对在非 50Ω 环境下工作。RF 可调谐器件指标不完全适用于 TMN。

与 RF 性能相关的可调匹配网络指标主要包括:

- 工作频率范围
- 频段内插入损耗
- 史密斯圆图中匹配的负载阻抗区域
- 在工作频率范围内的转换增益(TG 或 G_T)或相对转换增益(RTG 或 ΔG_T)
- 射频功率处理能力
- 线性度要求

工作频率范围通常取决于 RF 可调器件的调谐能力以及匹配的性能要求,如 RTG/TG 和插入损耗。在本节中,TMN 指标讨论将始于定义 TMN 的阻抗匹配性能,然后讨论其他要求。

5.2.1 指定阻抗匹配的性能

在指定匹配的性能之前,考虑 TMN 对其匹配性能的损耗可能是有帮助的。对于无损

TMN, 有 $S_{21}^2 + S_{22}^2 = 1$ 并且当 $S_{22} = \Gamma_L^*$ 时实现最大 RTG, 其中 Γ_L^* 是负载反射系数 Γ_L 的共轭。从式(5.15)可得, 式(5.18)中给出了可能的最大 RTG 值 $\Delta G_{T, \max}$:

$$\Delta G_{T, \max} = \frac{1}{1 - \Gamma_L^2} = \frac{1}{G_{T, o}} \quad (5.18)$$

式中, $G_{T, o}$ 是不使用匹配网络时的转换增益, 并且表达式如式(5.14)。

实际上, 任何 TMN 都有损耗。假设 Δ_{IL} 是 TMN 的插入损耗, 对于具有损耗的 TMN, 式(5.19)成立。在这种情况下, 最大 RTG 可以近似表示为

$$|S_{22}|^2 + |S_{21}|^2 + \Delta_{\text{IL}} = 1 \quad (5.19)$$

有损 TMN 的最大 RTG 可以很容易地从式(5.15)和式(5.19)推出, 为

$$\Delta G_{T, \max} |_{\text{loss}} = \frac{1}{1 - \Gamma_L^2} \left(1 - \frac{\Delta_{\text{IL}}}{1 - \Gamma_L^2} \right) = \Delta G_{T, \max} \left(1 - \frac{\Delta_{\text{IL}}}{1 - \Gamma_L^2} \right) \quad (5.20)$$

从上述表达式中, 可知 TMN 的插入损耗导致可能的最大 RTG 的显著下降。由于 TMN 插入损耗 Δ_{IL} 而导致的 RTG 减少, 因此, ΔRTG 可近似表示为以 dB 为单位, 即

$$\Delta \text{RTG} \cong -10 \log \left(1 - \frac{\Delta_{\text{IL}}}{1 - \Gamma_L^2} \right) \text{dB} \quad (5.21)$$

图 5.4 给出了对于给定的 TMN 插入损耗, 其反射系数的幅度 $|\Gamma_L|$ 表示不同匹配负载阻抗式(5.21)的计算结果。使用无损 TMN 时, 用于调谐 $|\Gamma_L| = 0.5$ 的负载的可能最大 RTG 约为 1.25dB。如果实现与负载的共轭匹配(即有 $S_{22} = \Gamma_L^*$), 当 TMN 插入损耗分别为 0.3dB 和 0.5dB 时, RTG 减小值为 0.4dB 和 0.7dB。换句话说, 如果负载不共轭, RTG 减小值将大于这些值。因此, 图 5.4 显示了当 TMN 有损时最小的 RTG 减小值与匹配负载 $|\Gamma_L|$ 。用具有 0.5dB 插入损耗的 TMN 来匹配 $|\Gamma_L| = 0.82$ (或 $\text{VSWR} = 10:1$) 的负载, 最小 RTG 减小值约为 1.5dB。

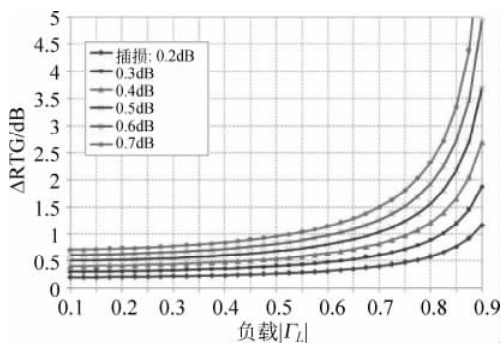


图 5.4 由于 TMN 插入损耗导致的 RTG 减小值与负载 $|\Gamma_L|$ 的关系图

从式(5.20)可以推导出 TMN 插入损耗 $\Delta_{\text{IL}} |_{\Delta G_{T, \max} = 0}$, 即可能的最大 RTG 减小值为零, 且 $\Delta_{\text{IL}} |_{\Delta G_{T, \max} = 0}$ 与式(5.22)所示的负载 Γ_L 相关:

$$\Delta_{\text{IL}} |_{\Delta G_{T, \max} = 0} = \Gamma_L^2 (1 - \Gamma_L^2) \quad (5.22)$$

或以 dB 为单位表示的插入损耗为

$$\begin{aligned}\Delta_{\text{IL}}|_{\Delta G_{T,\max}=0}(\text{dB}) &= 10\log(1 - \Delta_{\text{IL}}|_{\Delta G_T=0}) \\ &= 10\log[1 - \Gamma_L^2(1 - \Gamma_L^2)](\text{dB})\end{aligned}\quad (5.23)$$

从式(5.23)计算的 $\Delta_{\text{IL}}|_{\Delta G_{T,\max}=0}$ 与匹配负载 $|\Gamma_L|$ 的关系如图 5.5 所示。实际上,由于 TMN 中的可调器件的调谐范围非常有限,共轭匹配并不总能实现。TMN 插入损耗远低于图 5.5 所示的值,这可能会将 RTG 变为负数。另外,从图 5.5 可知,当匹配负载具有高 $|\Gamma_L|$ 值时,在非常低的 TMN 插入损耗时 RTG 变为负数。例如, $|\Gamma_L| = 0.9$ 的匹配负载的可能最大 RTG 约为 7.2dB,当 TMN 插入损耗等于或大于 0.725dB 时,该增益变为零或负。

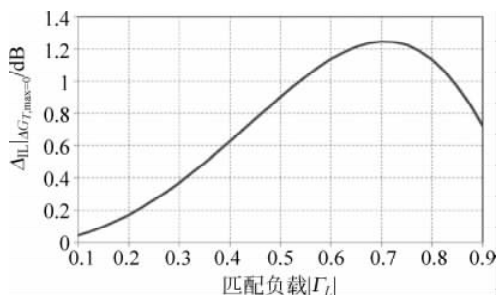


图 5.5 TMN 插入损耗使 $\Delta_{\text{IL}}|_{\Delta G_{T,\max}=0}$ 与匹配负载 $|\Gamma_L|$ 的关系图

从上述讨论中,提出用以下方法来指定 TMN。

要正确指定史密斯图中的匹配性能,需要将此图分为三个区域:

- 区域 A—— $0 \leq |\Gamma_L| \leq \Gamma_a$
- 区域 B—— $\Gamma_a \leq |\Gamma_L| \leq \Gamma_b$
- 区域 C—— $\Gamma_b \leq |\Gamma_L| \leq 1$

Γ_a 是负载反射系数幅度,低于该值时负载(或天线)被认为是还不错的匹配条件。 Γ_a 实际上由设计 TMN 的阻抗匹配指标所确定。在本书中采用 $\Gamma_a = 0.5$,因为基站的输入 VSWR 通常规定为等于或小于 3:1,或等效于输入反射系数幅度 $|\Gamma_L| \leq 0.5 = \Gamma_a$ 。

Γ_b 是设计的 TMN 仍然能够实现匹配的负载的最大反射系数幅度。在大多数讨论案例中,将使用 $\Gamma_b = 0.9$,其对应的 VSWR 等于 19:1。

- 区域 A: 因为功率反射系数早就已经在指标范围内,所以 TMN 设计的重点是最小化插入损耗。
- 区域 B: 设计的 TMN 应该能够提供一定的匹配的好处。
- 区域 C: 负载反射系数太大,无法认为是阻抗匹配。

指定 TMN 应主要在区域 B 中。如果 TMN 的插入损耗太高,则使用绕过 TMN 的低插入损耗开关是对区域 A 的最佳解决方案。

在区域 B,假如 $0.5 \leq |\Gamma_L| \leq 0.9$,可以定义以下匹配性能。

- 在 50Ω 负载条件下的 TMN 插入损耗 Δ_{IL}

- 对于 $RTG \geq \Delta G_{T| \min, acceptable}$,区域 B 的覆盖率为 0.5dB
- 区域 B 的平均 $RTG(\Delta G_{T, avg})$

表 5.1 提出了 TMN 匹配性能指标的一个例子。指定的值可以根据设计要求进行调整。

表 5.1 TMN 射频匹配性能指标的示例

频 率	50Ω 负载时 插入损耗/dB	$RTG > 0.5\text{dB}$ 覆盖 $0.5 \leq \Gamma_L \leq 0.9$ 区域	在 $0.5 \leq \Gamma_L \leq 0.9$ 区域 $\Delta G_{T, avg}$ 的值/dB
工作频段	≤ 0.5	$\geq 80.0\%$	≥ 1.50

TMN 匹配性能的上述指标不是唯一的。可以根据 RTG 定义大于某个匹配负载 Γ_L 区域的所需最小值 $\Delta G_{T, \min}$ 的指标。匹配性能可以直接使用转换增益 G_T ,而不是 $RTG(\Delta G_T)$ 。

下面将用一个电容桥接双 π 形网络来作为指定 TMN 的例子。

电容桥接双 π 形网络的 TMN 具有图 5.6 所示的电路拓扑结构,网络中组件的参数假设如下:

- $C_{1, \min} = C_{2, \min} = 0.8\text{pF}$ (包含寄生效应), 且
 $C_{1, \max} = C_{2, \max} = 5.3\text{pF}$
- $C_{3, \min} = 0.20\text{pF}$ 且 $C_{3, \max} = 4.0\text{pF}$
- $C_{4, \min} = 0.5\text{pF}$ 且 $C_{4, \max} = 4.1\text{pF}$
- 固定 $L = 2.5\text{nH}$
- $Q_{C1} = Q_{C2} = 100, Q_{C3} = Q_{C4} = 150$
- $Q_L = 55$

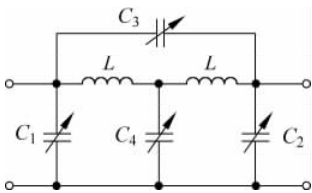


图 5.6 电容桥接双 π 形网络 TMN 的等效集总电路模型

该 TMN 调谐器仿真的匹配性能总结在表 5.2 中。所有性能结果都符合表 5.1 中定义的指标,在 824~2170MHz 频率具有较大余量。图 5.7~图 5.10 分别表示在频率 824MHz、960MHz、1710MHz 和 2170 MHz 的电容桥接双 π 形网络 TMN 的 RTG 与反射系数 $|\Gamma_L|$ 的关系图。

表 5.2 电容桥接双 π 形网络 TMN 的匹配性能

频率/MHz	50Ω 负载插入损耗/dB (≤ 0.5)	$RTG > 0.5\text{dB}$ 覆盖区域/% ($\geq 80.0\%$)	平均 RTG/dB (≥ 1.50)
824	0.11	100.0	1.91
960	0.12	100.0	2.36
1710	0.18	100.0	2.38
1980	0.22	99.6	2.19
2170	0.26	94.4	1.98

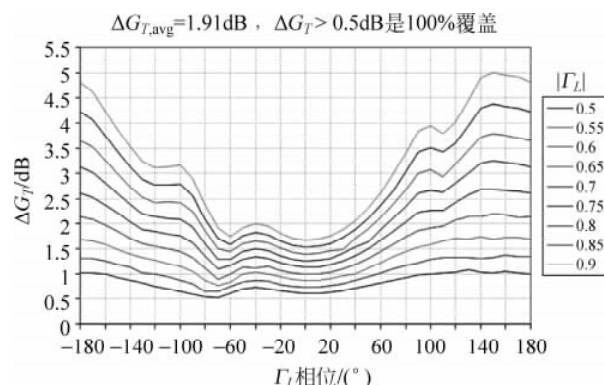


图 5.7 在 824MHz 且 $0.5 \leq |\Gamma_L| \leq 0.9$ 时 ΔG_T 与负载反射系数 Γ_L 的关系图

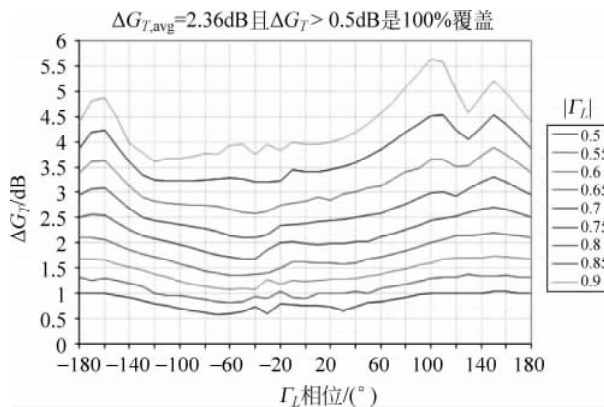


图 5.8 在 960MHz 且 $0.5 \leq |\Gamma_L| \leq 0.9$ 时 ΔG_T 与负载反射系数 Γ_L 的关系图

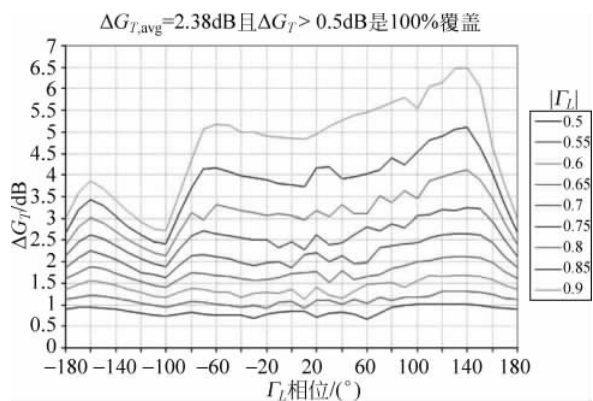


图 5.9 在 1710MHz 且 $0.5 \leq |\Gamma_L| \leq 0.9$ 时 ΔG_T 与负载反射系数 Γ_L 的关系图

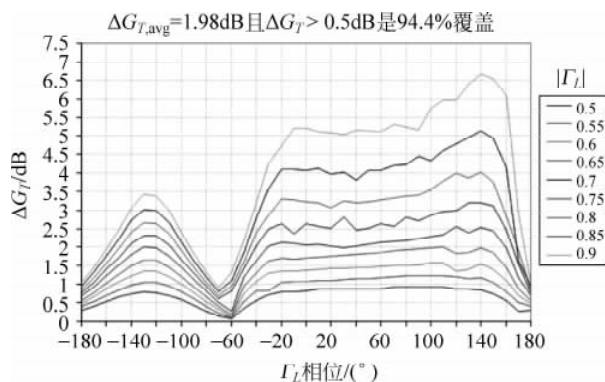


图 5.10 在 2170MHz 且 $0.5 \leq |\Gamma_L| \leq 0.9$ 时 ΔG_T 与负载反射系数 Γ_L 的关系图

匹配的性能指标是可测量的,测量设置如图 5.11 所示。输出功率与该设置的输入功率之比等于 TG。RTG 由式(5.24)计算:

$$\Delta G_T = 10\log(G_T) - 10\log(1 - |\Gamma_L|^2) \quad (5.24)$$

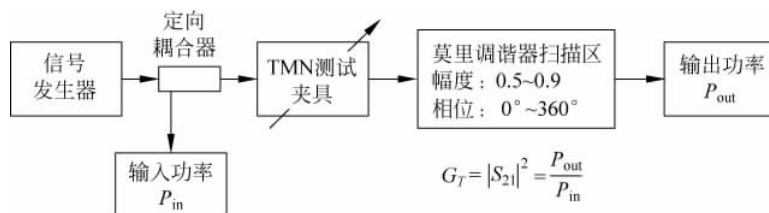


图 5.11 RTG 测量设置简化框图

其中, Γ_L 是负载阻抗的反射系数。 P_{in} 和 P_{out} 分别是在 TMN 输入端口和莫里调谐器输出端口的功率。在设置校准并且测试夹具被正确地嵌入后,可以准确地获得两个功率。莫里调谐器产生的负载反射系数在设置校准和去嵌入测试夹具之后,准确地呈现在 TMN 的输出端口处。RTG 测量程序的详细描述超出了本节的范围。

5.2.2 指定射频功率处理能力

RF 可调器件的射频功率处理能力通常定义为允许的最大射频功率大小,且不影响器件的正常运行和预期性能。例如,最大射频功率不会降低 BST 变容二极管的电容调谐范围,不会使数字可调电容的谐波增加速率超过谐波级,也不会导致 MEMS 可调电容在断开状态下的自驱动。本书中讨论的所有 RF 可调器件都是直流电压可调器件。很明显,可调谐器件上的 RF 电压加在直流电压上,当射频电压足够高时,射频电压将影响直流电压调谐。因此,所允许的最高 RF 电压决定了器件的最大射频功率处理。

指定 TMN 的射频功率处理能力与 RF 可调器件的功能完全不同,因为 TMN 始终在非 50Ω 环境中工作。对于给定的射频输入功率, TMN 中不同位置处可调器件上的射频电压降可能会显著变化。TMN 的最大射频功率处理指标由可调器件决定,该可调器件通过调谐 TMN 来匹配具有最差反射系数 Γ_L 的负载后有最高的 RF 电压降。

通过大量的仿真和分析,发现 π 形网络或电容桥接双 π 形网络中 RF 电压降最高的总是在串联可调谐电容 C_3 上,如图 5.6 所示。图 5.12~图 5.15 分别表示当输入射频功率为 24dBm 时,频率为 2170MHz、1710MHz、960MHz 和 824MHz 调谐匹配的不同负载阻抗,具有等效电路如图 5.6 中 TMN 的可调电容 C_3 上的 RF 电压降。24dBm 通常认为是在 WCDMA 和/或 LTE/LTEA 基站中天线阻抗调谐器的最大输入功率。

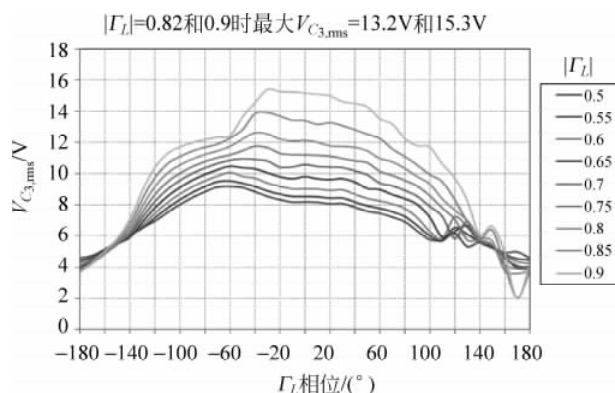


图 5.12 在 2170MHz 且输入功率为 24dBm 时 C_3 上 RF 均方根电压与 Γ_L 的关系图

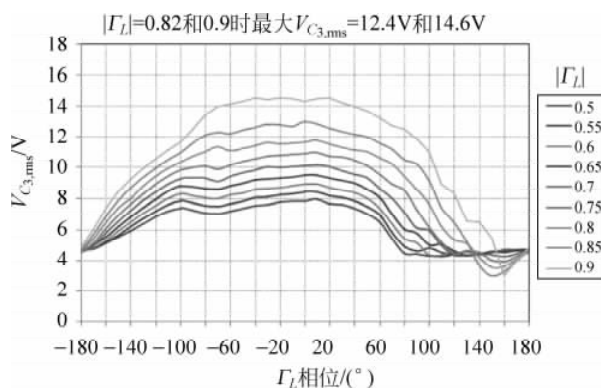


图 5.13 在 1710MHz 且输入功率为 24dBm 时 C_3 上 RF 均方根电压与 Γ_L 的关系图

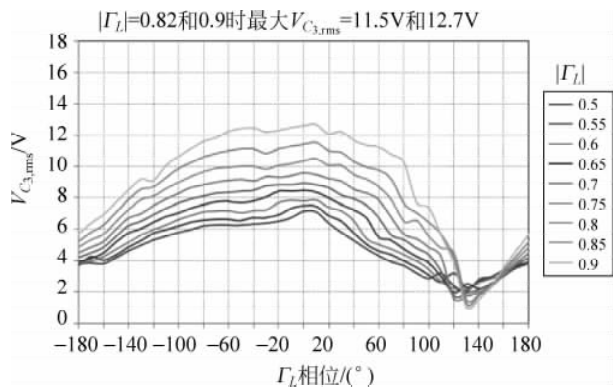


图 5.14 在 960MHz 且输入功率为 24dBm 时 C_3 上 RF 均方根电压与 Γ_L 的关系图

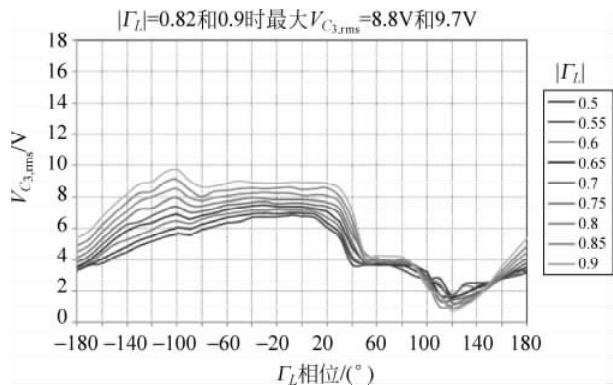


图 5.15 在 824MHz 且输入功率为 24dBm 时 C_3 上 RF 均方根电压与 Γ_L 的关系图

从图 5.12~图 5.15 可见,该 TMN 架构可调电容 C_3 上的 RF 电压降在频率 2170MHz 时高于低频时的 RF 电压降。在 2170MHz 时, C_3 上的最高 RF 均方根电压降约为 15.3V,用于匹配 $|\Gamma_L|=0.9$ 或 $VSWR_L=19:1$ 的负载,13.2V 用于匹配 $|\Gamma_L|=0.9$ 或 $VSWR_L=10:1$ 的负载。其他频率 TMN 的 C_3 上最大 RF 电压降见表 5.3。很明显,15.3V 或 13.2V 远远大于 3.5V,这是在匹配的 50Ω 环境中并联可调电容上的 RF 均方根电压降。当该可调电容非常小而使 50Ω 系统几乎为开路状态时,对于 24dBm 输入功率, 50Ω 系统中串联可调电容可能的最高 RF 均方根电压降约为 7V。

表 5.3 图 5.6 TMN 中跨 C_3 的最大射频电压

频率/MHz	最大跨 $C_{3,rms}$ 的射频电压/V	
	负载 $ \Gamma_L =0.82$	负载 $ \Gamma_L =0.9$
2170	13.2	15.3
1710	12.4	14.6

续表

频率/MHz	最大跨 $C_{3,\text{rms}}$ 的射频电压/V	
	负载 $ \Gamma_L = 0.82$	负载 $ \Gamma_L = 0.9$
960	11.5	12.7
824	8.8	9.7

在非 50Ω 环境中指定 TMN 功率处理与 50Ω 环境中可调谐器件相当不同。在指定最大射频功率处理能力时,必须考虑增加的高 RF 均方根电压对器件性能的影响。换句话说,由允许的最大射频功率产生的最高的 RF 均方根电压不应显著降低 TMN 中的可调谐器件的性能。

对于由 MEMS 可调电容组成的 TMN,动态地工作在 24dBm 的输入射频功率,并且将匹配负载的 $|\Gamma_L|$ 升至 0.9,则从其导通状态的 MEMS 电容释放电压至少应规定为大于 16V。如果 TMN 仅匹配负载 $|\Gamma_L|$ 为 0.82 或 $\text{VSWR}_L = 10:1$,则 MEMS 可调电容释放电压的指标应等于或大于 14V 以上。

5.2.3 指定线性度的要求

基于三阶截点 IIP_3 和二阶截点 IIP_2 可以用来测量 TMN 线性度要求。然而,TMN 的线性要求主要取决于基站的发射功率和基站工作频带外的强抑制器。基站的发射功率通常远高于抑制器功率,在 3G 蜂窝系统标准中基站发射与最强抑制器之间的功率差距约为 35dB。在这种情况下,对于 TMN 的线性要求,最好直接使用互调失真(IMD)成分大小而不是输入截点。原因是 IIP_3 和 IIP_2 计算公式来自两个相等功率的单频^[3]。

在蜂窝系统中,WCDMA 移动接收机的灵敏度最高。这意味着 WCDMA 移动接收机比其他系统移动接收机对相同强度抑制器干扰更为敏感。因此,对于指定 TMN 的线性度要求,将采用 WCDMA 基站案例。

从 WCDMA 标准,可以获得以下数据来计算频带 1(见第 9.4 节)中 TMN 的所需 IMD:

- 期望的接收信号大小: $S_d = -103.7\text{dBm}$
- 期望的信号带宽: $\text{BW} = 3.84\text{MHz}$
- 干扰测试的发射功率: $P_{\text{Tx}} = 20\text{dBm}$
- 定义的抑制单频大小: 在 $f_{\text{Tone}} = 2f_{\text{Tx}} \pm f_{\text{Rx}}$ 时, $I_{\text{Tone}} = 15\text{dBm}$

假设基站接收机的噪声系数 NF_{Rx} 为 6dB,在语音通信的情况下,所需要的 $\text{BER} = 0.1\%$ 的最小信噪比(CNR)为 -7.5dB ,接收机噪声基底 $N_{\text{Rx_floor}}$ 和允许的最大噪声加干扰水平 $N_{\text{max_allowed}}$ 用于保持 $\text{BER} \leq 0.1\%$ 分别为^[14]

$$N_{\text{Rx_floor}} = -174 + 10\log(3.84 \times 10^6) + 6 = -102.2\text{dBm}$$

$$N_{\text{max_allowed}} = S_d - \text{CNR} = -103.7 + 7.5 = -96.2\text{dBm}$$

可以确定从 $N_{\text{max_allowed}}$ 和 $N_{\text{Rx_floor}}$ 得到的所允许最大互调失真 IMD 为

$$\text{IMD} = 10\log(10^{\frac{-96.2}{10}} - 10^{\frac{-102.2}{10}}) \cong -97.5\text{dBm} \quad (5.25)$$

在发射信号是调制信号并考虑到前面部分所讨论的 TMN 特殊工作环境的情况下,实际

上,允许的 IMD 值应至少比式(5.25)给出的低 6~8dB。如果用比式(5.25)中给出的值低 8dB,则 TMN 非线性产生的允许 IMD 无论是第三阶 IMD₃ 还是第二阶 IMD₂ 都应满足式(5.26)。

$$\text{IMD}_{\text{allowed}} \leq -105.5 \text{ dBm} \quad (5.26)$$

在参考文献[15]中,用从两个相等单频导出的 IIP₃ 和 IIP₂ 公式基于上述两个相等的单频来计算 IIP₃ 和 IIP₂ 的要求,它们是

$$\text{IIP}_{3_TMN} \geq \frac{2 \cdot P_{Tx} + I_{\text{Tone}} - \text{IMD}_3}{2} = \frac{40 - 15 + 105.5}{2} = 65.25 \text{ dBm} \quad (5.27)$$

$$\text{IIP}_{2_TMN} \geq P_{Tx} + I_{\text{Block}} - \text{IMD}_2 = 20 - 15 + 105.5 = 110.5 \text{ dBm} \quad (5.28)$$

事实上,由式(5.26)定义的 TMN 线性度要求比式(5.27)和式(5.28)中给出的 TMN 更有意义,因为由两个不同且不相等单频产生的输入截点可能不能真正代表 TMN 的线性度要求。

5.3 可调匹配网络的设计

可调匹配网络的设计目标通常是用最小数量的器件来实现史密斯圆图中最大的覆盖区域和最宽的频率调谐范围。本节讨论的可调匹配网络由 RF 可调电容和具有固定值的集总高 Q 电感组成。

5.3.1 设计考虑

1. 复合可调电感

集总匹配网络通常由电容和电感构成。为了获得最佳性能,可调匹配网络将由可调电容和可调电感组成。然而,目前在这里只有可调电容,而没有相应的可调电感。可调匹配网络中使用的可调电感器由 RF 可调电容和固定值电感组成。

如图 5.3 所示,在本章中可调电感主要由可调电容和固定值高 Q 电感并联连接构成。如图 5.16 所示,具有 3nH 固定电感的复合可调电感的电感值随工作频率的变化而变化,但复合可调电感随着频率调谐呈非线性。这种复合可调电感的优点在于,即使可调电容较小,电感调谐范围也非常大。但是,如图 5.17 所示,这种并联形式的可调电感具有并联谐振特性,且电感可能会达到无穷大。

为了避免可调电感达到无穷大,然后在工作频率增加时突然变成无限小的电容,可以用可调电容与固定值高 Q 电感串联连接组成的可调电感。如图 5.18 所示,串联型可调电感的优点是从其电感特性到其电容特性的过渡经过零阻抗,没有任何不连续性。该可调电感的缺点是需要使用大电容值的可调电容和大电感值的固定电感来获得足够大的可调电感值。此外,可调匹配网络中的大串联可调电容通常会产生更多的并联寄生电容,从而增加与复合电感连接的并联可调电容的最小电容值 C_{min}。而在高频带,该串联形式的复合可调电感可能是一个好的选择。

比较并联和串联形式的复合可调电感,选择了并联形式的可调电感作为匹配网络设计,因为它用更少的可调电容单元,并且在匹配网络中与该复合电感连接的并联可调电容在

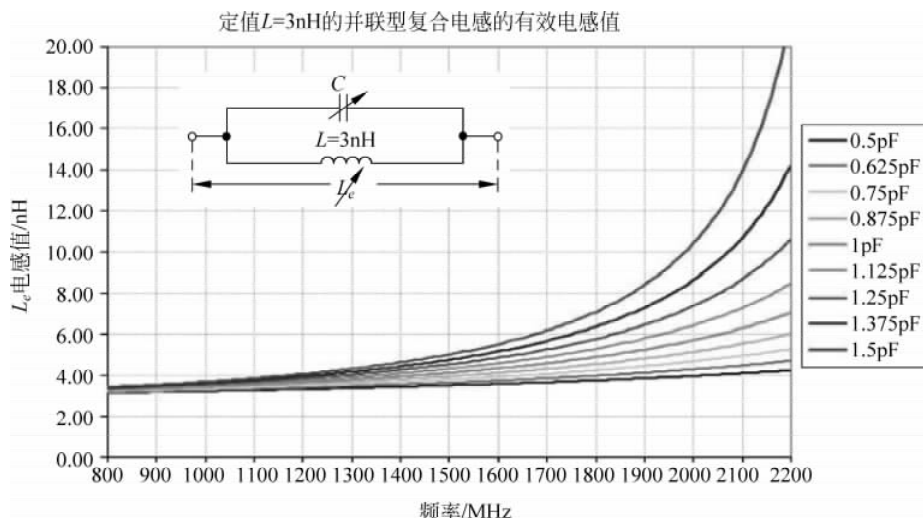


图 5.16 并联型复合可调电感的等效电感值

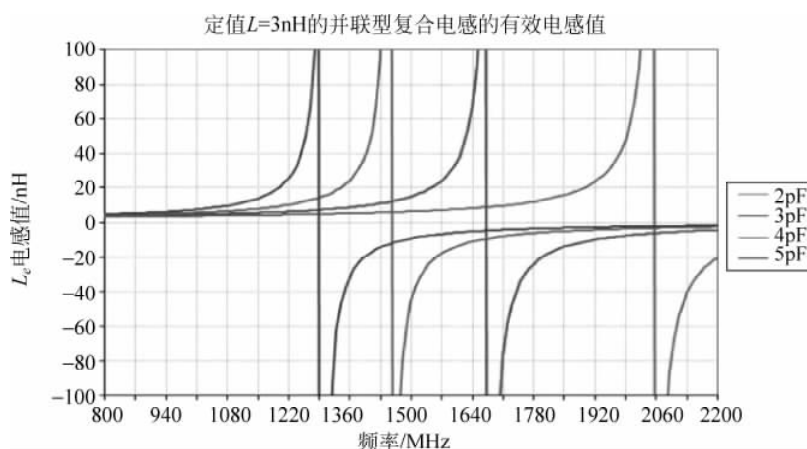


图 5.17 并联型可调电感的谐振特性

$C_{\min}$ 中包含更少的寄生电容。与具有相同 Q 因子的真正可调电感相比较,无论是并联还是串联形式的复合可调电感都会降低匹配网络的频率调谐范围,并降低其瞬时带宽。这是由于复合可调电感的电感值随频率呈非线性变化。

2. 增加可调电容调谐比的方法

现有可调电容的调谐比可能不足以用于宽频段调谐,特别是并联架构中由于由相邻串联可调电容引起的额外寄生电容使得可调电容通常具有高 $C_{\min}$ 。降低并联可调电容的等效 $C_{\min}$ 的一种方法是并联连接固定高 Q 的电感。图 5.19 所示是通过添加外部并联电感器 L_{sh} 来减少并联可调电容 $C_{\min}$ 的一个例子。如图 5.19 所示,根据并联电感值,并联的 $C_{\min}$ (例如等于 2.7pF)可以大大降低。然而,该并联电感不会对并联 $C_{\max}$ 产生很大的影响且并联电容的实际调谐范围可以有效提高。

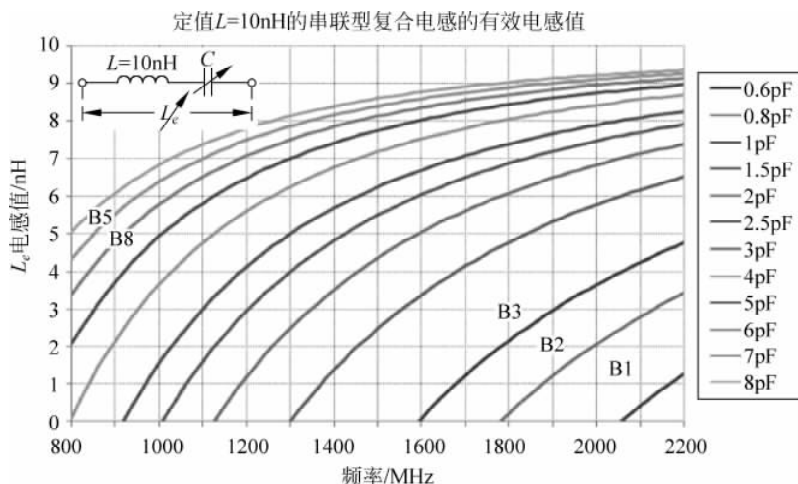
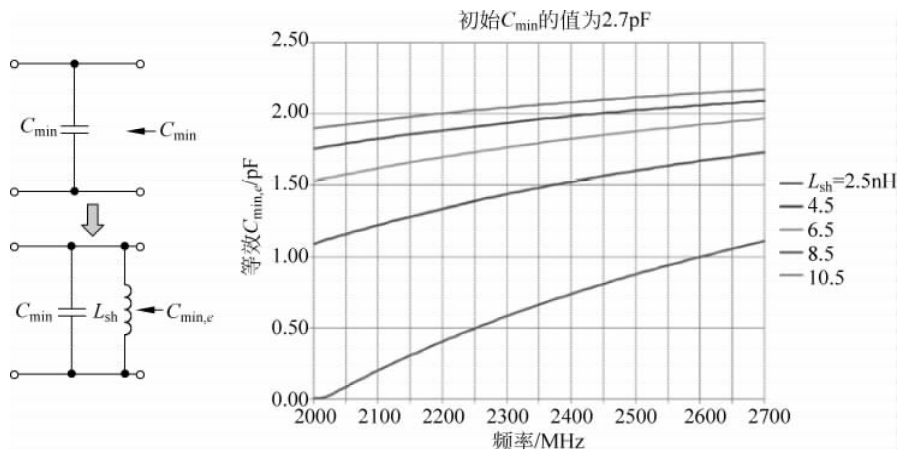


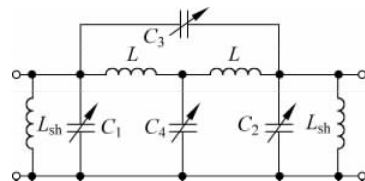
图 5.18 串联型复合可调电感的等效电感值

图 5.19 用并联电感 L_{sh} 与 $C_{min} = 2.7\text{pF}$ 的可调电容并联连接的等效 $C_{min,e}$

可调匹配网络(TMN)如图 5.20 所示,具有除并联电感 L_{sh} 外的以下器件值:

- 电感: $L = 2.4\text{nH}$ 和 $Q_L = 35$
- 可调电容 C_1 : $C_{1,min} = 2.7\text{pF}$, $C_{1,max} = 7.2\text{pF}$ 和 $Q_{C1} = 100$
- 可调电容 C_2 : $C_{2,min} = 2.7\text{pF}$, $C_{2,max} = 7.2\text{pF}$ 和 $Q_{C2} = 100$
- 可调电容 C_3 : $C_{3,min} = 0.5\text{pF}$, $C_{3,max} = 3.4\text{pF}$ 和 $Q_{C3} = 150$
- 可调电容 C_4 : $C_{4,min} = 0.7\text{pF}$, $C_{4,max} = 4.1\text{pF}$ 和 $Q_{C4} = 150$

频率为 1710MHz 和 1980MHz 时,在如图 5.21(a)和(b)左图所示的使用 L_{sh} 前 $\text{RTG} >$

图 5.20 用并联 L_{sh} 来减少 C_1 和 C_2 的 C_{min} 的可调匹配网络

0.5dB 的史密斯圆图中的匹配覆盖区域,显然比在图 5.21(a)和(b)右图中网络输入和输出端口使用 L_{sh} 之后的覆盖区域更小。

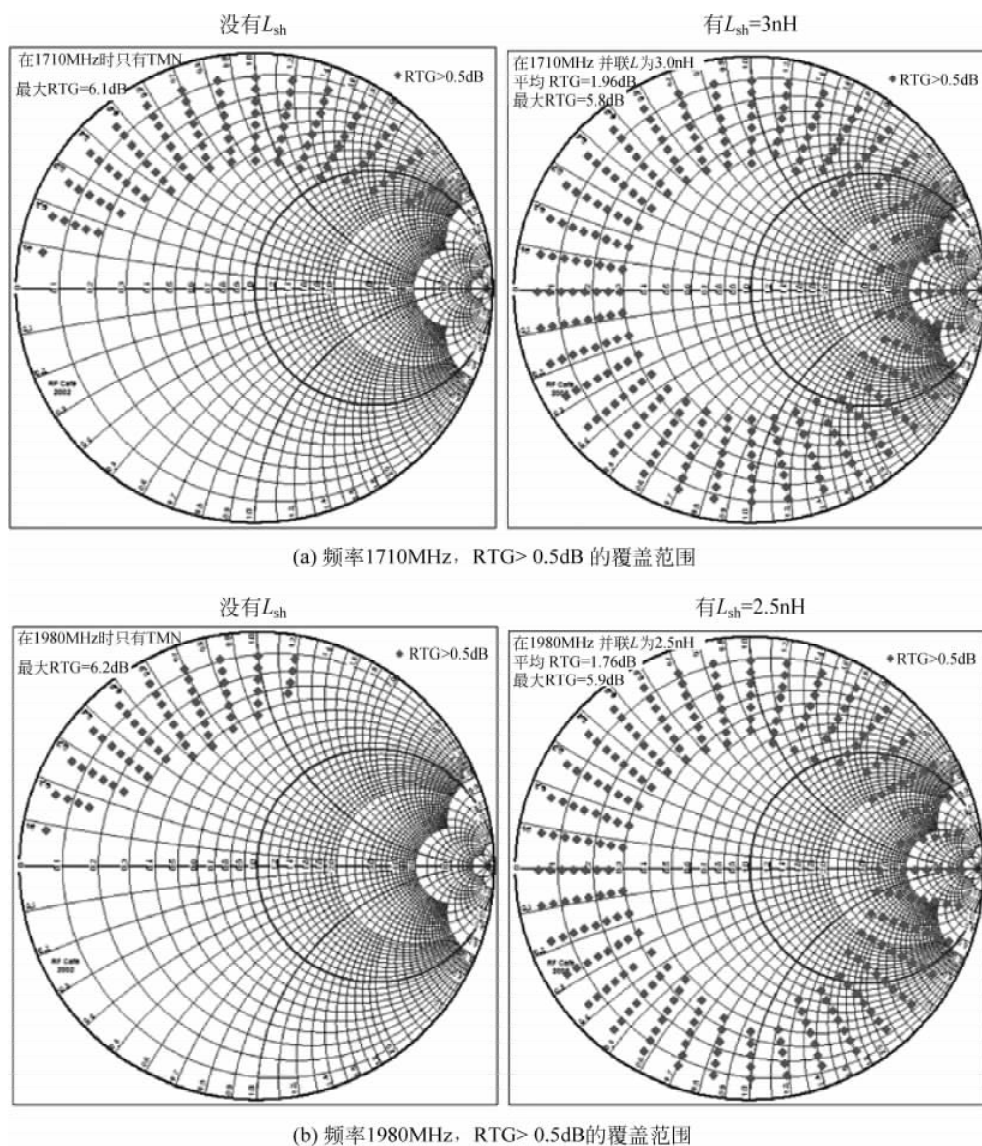


图 5.21 用分流 L_{sh} 来提高 TMN 调谐范围的演示

增加可调电容调谐比的另一种方法是使用与可调电容串联连接的固定高 Q 电感。对于图 5.20 所示的可调匹配网络拓扑结构要进行宽带调谐,在低频带需要调谐范围大的 C_3 ,在高频带需要调谐范围大的 C_4 。如图 5.22 所示,增加 C_3 和 C_4 的调谐范围可以通过让 C_3 和 C_4 串联固定电感的方法来实现。

图 5.23 所示是与可调电容 C_4 串联连接的电感 $L_4=1.2\text{nH}$ 的一个示例,它可以使得该

串联复合电容的有效电容值 $C_{4,e}$ 在 2170MHz 处具有非常大的值。当图 5.22 具有以下元件, 即 $L_3=3\text{nH}$ 和 $L_4=1.2\text{nH}$, 频率为 824MHz 和 2170MHz 时其 RTG 在使用这些电感之前和之后的性能如图 5.24(a) 和 (b) 所示。

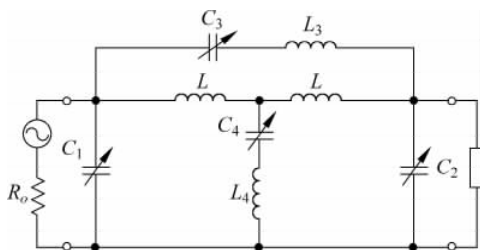


图 5.22 具有宽可调范围改进后 TMN 的电路拓扑图

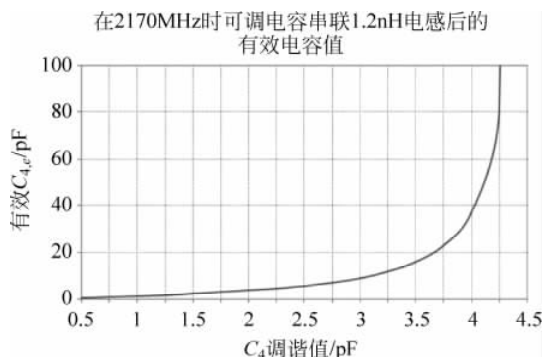


图 5.23 串联可调电容和固定电感的有效电容值

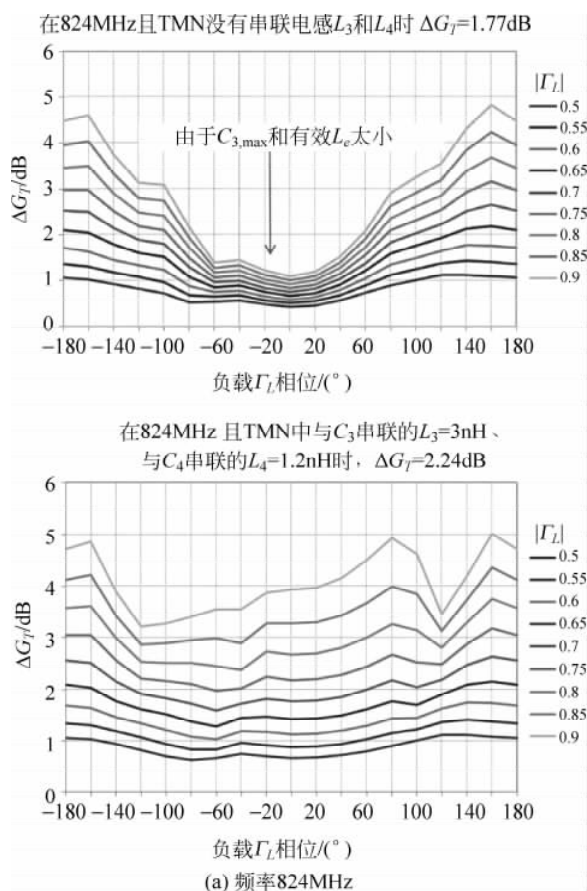


图 5.24 使用串联电感 $L_3=3\text{nH}$ 和 $L_4=1.2\text{nH}$ 之前和之后的 TMN RTG 性能比较

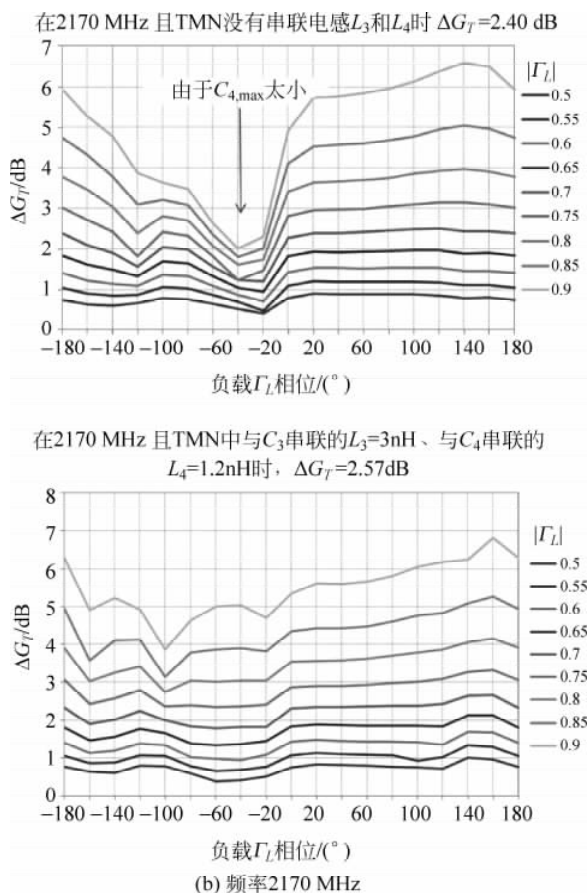


图 5.24(续)

- C_1 : $C_{1,\min}=1.1$ pF, $C_{1,\max}=5.8$ pF
- C_2 : $C_{2,\min}=0.65$ pF, $C_{2,\max}=4.65$ pF
- C_3 : $C_{3,\min}=0.24$ pF, $C_{3,\max}=3.44$ pF
- C_4 : $C_{4,\min}=0.60$ pF, $C_{4,\max}=5.4$ pF
- 每个串联电感值 $L=3.0$ nH (Coilcraft 0302 CS)

从图 5.24 可以看到,在电容桥接双 π 形网络中增加串联可调电容 C_3 和中间可调电容 C_4 的有效电容调谐范围后,阻抗匹配性能显著提高。另外,使用在负载处用外部高 Q 电感 L_3 与可调电容 C_3 连接的,减小了并联可调电容 C_2 的寄生电容分量。较小的 $C_{2,\min}$ 使高频段阻抗匹配性能更好。

3. 匹配网络拓扑的选择

对于通用匹配网络,通常需要在不同频率下史密斯圆图中的宽阻抗匹配覆盖区域。在这种情况下,应该考虑采用 π 形网络拓扑结构或更复杂的电容桥接双 π 形网络拓扑结构。

下面将讨论如何通过设计实例来选择网络拓扑。

为了满足表 5.4 规定的指标,需要设计一个低频率 300~500MHz 阻抗调谐器。对于在 300~500MHz 频率范围内工作的阻抗调谐器,需要大量的可调电容单元以获得适当的匹配性能。在这种情况下,只要匹配性能符合指标,最好使用简单的电路拓扑结构(例如单个 π 形网络),就可以最小化调谐器中使用的可调电容单元的数量。

图 5.25 描述了使用并联电感的 π 形网络电路拓扑结构。采用并联电感 L_{sh} 来减小 $C_{1,min}$ 和 $C_{2,min}$,并通过调谐电容 C_3 来调节串联电感值。为了使网络拓扑结构在 300~500MHz 的频率范围内正常工作,我们发现串联电感需要使用 12nH,且可调电容 C_1 、 C_2 和 C_3 的调谐范围在电路仿真调整后应分别在 14pF、14pF 和 12pF 左右(总计约 40pF)。72nH 并联电阻值提供了在 300~500MHz 频率范围的合理性能。基于可用的可调电容,可以有以下 C_1 、 C_2 和 C_3 值:

表 5.4 300~500MHz 阻抗调谐器的指标

序 号	描 述	提出的指标
1	频率范围	300~500MHz
2	50 Ω 插入损耗	<0.3dB
3	平均 TG>-1dB	对所有天线 VSWR $\leq$ 6:1
4	功率处理	对 VSWR 达到 10:1 时为 30dBm

- $C_{1,min}=3.41\text{pF}, C_{1,max}=14.61\text{pF}$
- $C_{2,min}=3.41\text{pF}, C_{2,max}=14.61\text{pF}$
- $C_{3,min}=0.72\text{pF}, C_{3,max}=10.32\text{pF}$
- 在频率分别为 300MHz、400MHz 和 500MHz 时, $Q_c=500$ 、400 和 300
- 使用 $L=12\text{nH}$ (Coilcraft 0402 HP), $L_{sh}=72\text{nH}$ (Coilcraft 0603 HP)

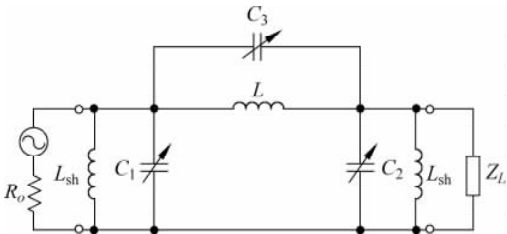
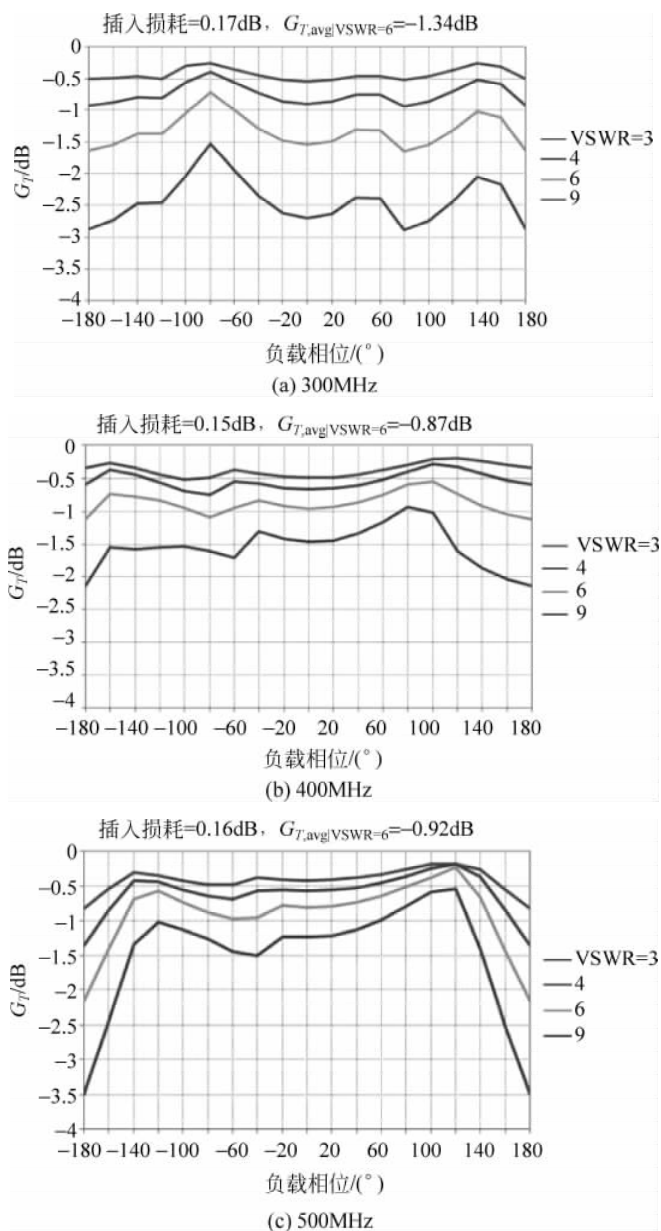


图 5.25 低频率 MEMS 调谐器的可调 π 形网络拓扑结构

图 5.26 和图 5.27 分别为转换增益 G_T 与负载 VSWR 的关系仿真结果和频率为 300MHz、400MHz 和 500MHz 的电容 C_3 两端 RF 电压降的等值图。

VSWR=6:1 负载的平均转换增益为 -1.34dB、-0.87dB 和 -0.92dB,反射系数为 0.5~0.9 的相应平均相对转换增益在 300MHz、400MHz 和 500MHz 频率分别为 1.61dB、2.25dB 和 2.26dB。负载 VSWR=10:1 的电容 C_3 上最大均方根电压降在 1W 输入功率且频率为 300MHz、400MHz 和 500MHz 时分别为 12.5V、22.8V 和 25.9V。

图 5.26 可调 π 形调谐器的 G_T 与负载 VSWR 的关系

然后进一步研究如图 5.28 所示的可调电容桥接双 π 形网络(CBDPN)拓扑结构。该电路拓扑结构的优点是调谐频率范围比 π 形网络拓扑结构相对较大,其原因可以解释如下。如图 5.29(a)所示, π 形网络中的串联电感现在由两个电感 L 和一个可调电容 C_4 组成的 T 形网络代替,其等效 π 形网络如图 5.29(b)所示。现在,CBDPN 电路拓扑的等效串联电感 L_o 等于

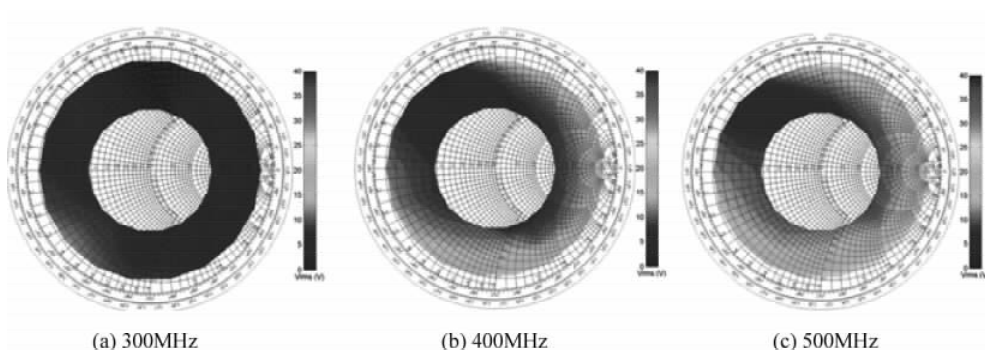


图 5.27 分别在 300MHz、400MHz 和 500MHz 频率且 VSWR=10:1 的负载下, C_3 两端最大均方根压降等于 15.8V、25.3V 和 28.7V 的等值线图

$$L_o = L(2 - \omega^2 LC_4) \quad (5.29)$$

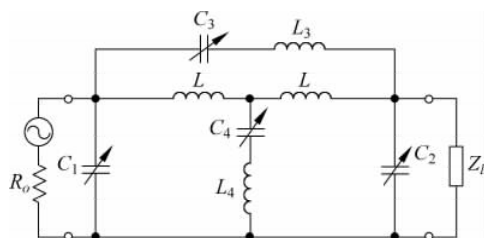


图 5.28 300~500MHz 阻抗调谐器的可调电容桥接双 π 形网络拓扑结构

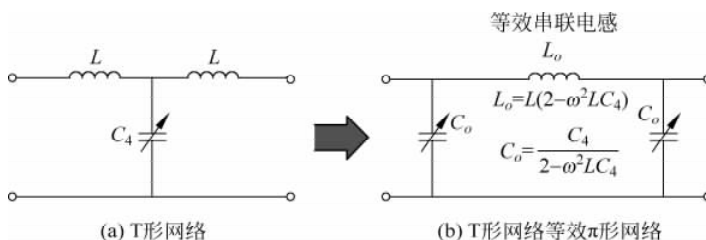


图 5.29 图 5.28 网络中间部分 T 形网络及其等效 π 形网络

等效的 L_o 现在由 C_4 控制。同时它也随频率而变,即给定的 L 和 C_4 值,等效电感值随着工作频率的增加而减小。图 5.30 所示为 $L=8.7\text{nH}$ 的等效串联电感 L_o 的调谐特性。这种等效串联电感调谐特性使 CBDPN 电路拓扑具有比 π 形网络电路拓扑更广泛的频率调谐范围。

对于 CBDPN 拓扑结构且工作频率在 300~500MHz 的调谐器, C_1 和 C_2 电容器组需要 $15 \times 1\text{pF}$ 的 MEMS 电容单元, C_3 电容应使用 $12 \times 1\text{pF}$ 的 MEMS 电容单元,而 C_4 电容器组采用 $9 \times 2\text{pF}$ 的 MEMS 电容单元。总的 MEMS 电容单元数为 51,总可调电容为 60pF。300~500MHz 调谐器 CBDPN 电路拓扑中的组件参数有:

- $C_{1,\min}=3.54\text{pF}, C_{1,\max}=15.54\text{pF}$
- $C_{2,\min}=3.54\text{pF}, C_{2,\max}=15.54\text{pF}$
- $C_{3,\min}=0.72\text{pF}, C_{3,\max}=10.32\text{pF}$
- $C_{4,\min}=1.8\text{pF}, C_{4,\max}=16.2\text{pF}$
- 在频率分别为 300MHz、400MHz 和 500MHz 时, $Q_c=500$ 、400 和 300
- 采用 $L=8.7\text{nH}$ (Coilcraft 0402 HP) 和 $L_{sh}=72\text{nH}$ (Coilcraft 0603 HP)

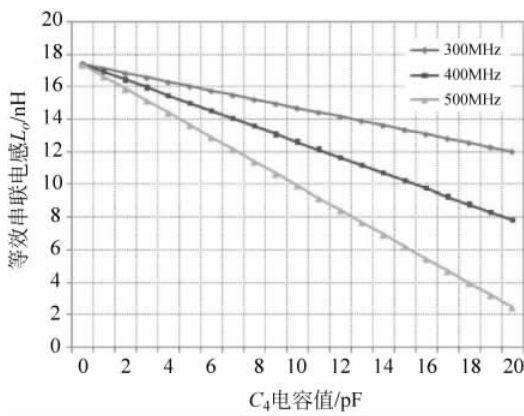


图 5.30 CBDPN 拓扑的等效串联电感 L_e 的调谐特性

图 5.31 表示了频率为 300~500MHz, 具有 CBDPN 电路拓扑结构调谐器的转换增益与负载 VSWR 的关系。该调谐器的匹配性能比图 5.25 中给出的基于 π 形网络调谐器的性能要好得多。VSWR=6:1 负载的平均转换增益大于 -0.84dB, 负载反射系数幅值在 0.5~0.9 的相对转换增益在 300~500MHz 频带时大于 2dB。所有这些都表明, CBDPN 电路拓扑的等效串联电感 L_e 灵敏度有效地提高了调谐器的频率调谐范围。

从上述 π 形网络调谐器已知, 300~500MHz 调谐器中最大电压降峰值在 500MHz。图 5.32(a)~(d) 表示频率为 500MHz 时 CBDPN 调谐器中每个电容 C_1 、 C_2 、 C_3 和 C_4 的史密斯圆图上的电压降分布。类似于 π 形网络拓扑结构, 电路拓扑中最高电压降在串联电容 C_3 上。对于 VSWR=10:1 的负载, C_3 上的最大均方根电压降为 32.2V。第二高电压降发生在负载侧附近的电容 C_2 上。对于 VSWR=10:1 的负载, C_2 上的最大均方根电压约为 25.6V。VSWR=10:1 负载最低的最大电压降在电容 C_1 上。然而, 电容 C_4 在整个史密斯圆图上均具有最低的平均电压降, 仅约为 9.4V, 电容 C_1 两端的平均电压降为 10.3V。从电压等值图可以看出, 电容 C_4 的蓝色区域比电容 C_1 颜色深。

CBDPN 电路拓扑调谐器在 300~500MHz 的性能充分满足表 5.4 给出的指标。该电路拓扑的唯一缺点是使用 51 个 MEMS 电容单元, 总电容值为 60pF。因此, 该调谐器的尺寸将会很大, 且成本很高。

我们为 300~500MHz 调谐器引入了两种可能的电路拓扑: π 形网络和电容桥接双 π 形网络拓扑。从这些电路拓扑的仿真结果可以得出以下结论。

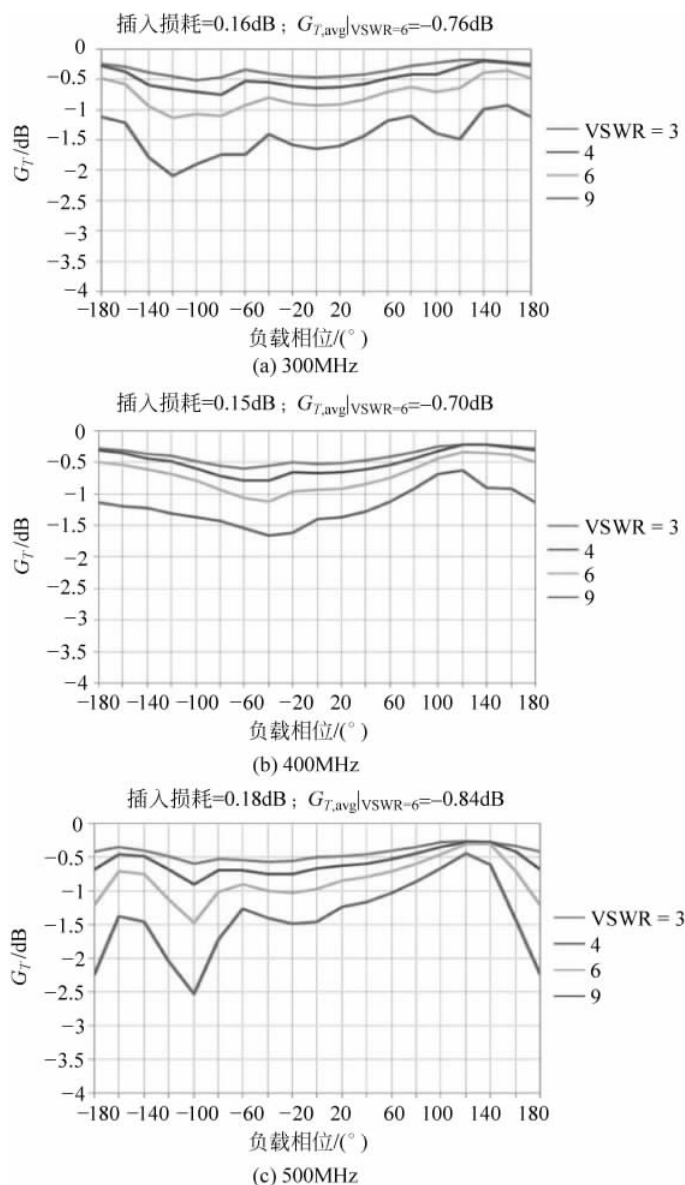
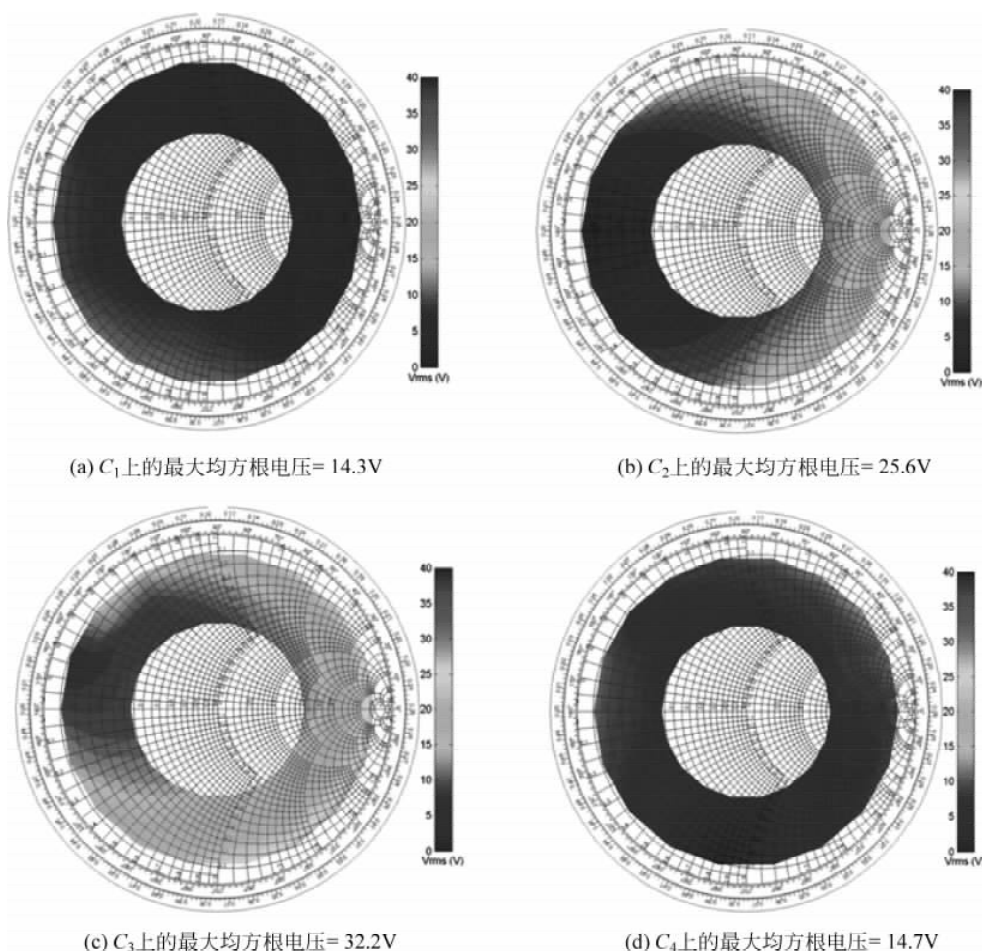


图 5.31 可调 CBDPN 拓扑调谐器转换增益与负载 VSWR 的关系

(1) 300~500MHz 调谐器的电路拓扑没有一个得到真正的优化,因为除了使用耗时电路仿真方法,还没有有效的方法来决定电路拓扑结构的最佳元件。

(2) 基于 π 形网络的 300~500MHz 调谐器需要使用总共 40pF 可调电容,以达到 300~500MHz 的合理匹配性能。

(3) 采用 CBDPN 电路拓扑的 300~500MHz 调谐器具有比 π 形网络电路拓扑更好的

图 5.32 CBDPN 电路拓扑中 C_1 、 C_2 、 C_3 和 C_4 的电压等值图

匹配性能。这种基于 CBDPN 拓扑的调谐器对于 $VSWR=6:1$ 的负载提供了大于 -0.85dB 的平均转换增益,且在 $300\sim 500\text{MHz}$ 和负载反射系数为 $0.5\sim 0.9$ 有大于 2dB 的平均相对转换增益。该调谐器的缺点是需要采用大量的可调电容,总共为 60pF 。

5.3.2 具有宽可调范围新可调匹配网络的设计

理想情况下,可调匹配网络的设计应首先指定和开发可调电容,而不是如前几节所述利用现有的可调电容产品。为了实现宽频率调谐,可调匹配网络应具有以下特点:

- (1) 在 TMN 中并联架构中可调电容的总 $C_{\min}$ 必须足够低。
- (2) 可调电容的等效电容调谐比应该足够大,且其寄生效应足够低。
- (3) 复合可调电感的等效电感调谐范围应足够宽。
- (4) TMN 中使用的所有组件的 Q 因子都需足够高。

第一个关键特性直接指定了可调电容的最低要求。总并联 $C_{\min}$ 包括可调电容本身的最小电容和总寄生电容。对于具有宽可调范围的可调匹配网络,该总并联 $C_{\min}$ 应小于 1pF,否则可调匹配网络不能覆盖从 700MHz 到 2700MHz 的宽频率范围。如第 5.3.1 节第 2 部分所述,使用并联电感来减少等效 $C_{\min}$ 是一种对频率很敏感的方法,它无法在宽可调网络中使用。

如第 5.3.1 节第 2 部分所示,串联连接电感与可调电容可以有效提高等效电容调谐范围。图 5.23 给出了串联电感和电容结构的等效电容值与可调电容 C_4 值的关系。从图 5.23 中可以看出,当可调电容 C_4 为 4.1pF 时,等效电容达到 48pF。这意味着电感与可调电容串联连接后,电容调谐范围会显著增加。但是,根据工作频率,等效 $C_{\min}$ 仅增加约 10%。

关于第三个关键特性已在第 5.3.1 节第 3 部分中讨论过,电容桥接双 π 形网络(CBDPN)具有比单个 π 形网络更宽的频率调谐范围,如图 5.30 所示。图 5.33 表示 $L=3\text{nH}$ 时,在 700MHz 到 2700MHz 频率范围内 L_o 与 C_4 曲线图。当 C_4 电容值较低时, L_o 等于 $2L$,并且当 C_4 增加时 L_o 趋向于零。在 1700MHz 至 2700MHz 的高频带中, L_o 从 5.5nH 变化到 0nH。 L_o 降至零的速度是依赖于频率的,频率越高 L_o 的下降速度越快。

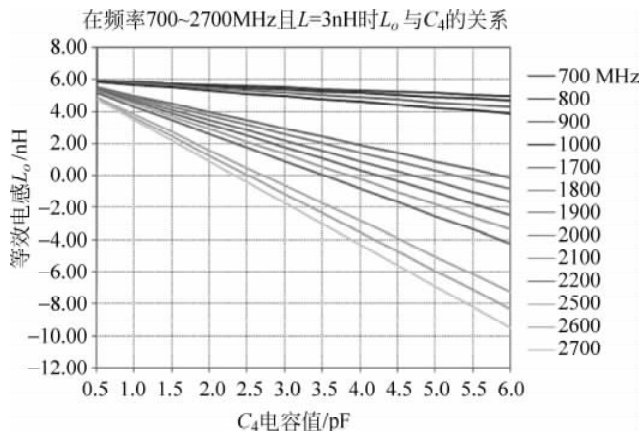


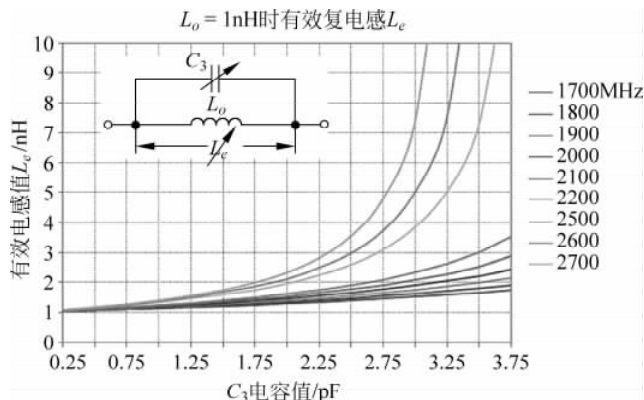
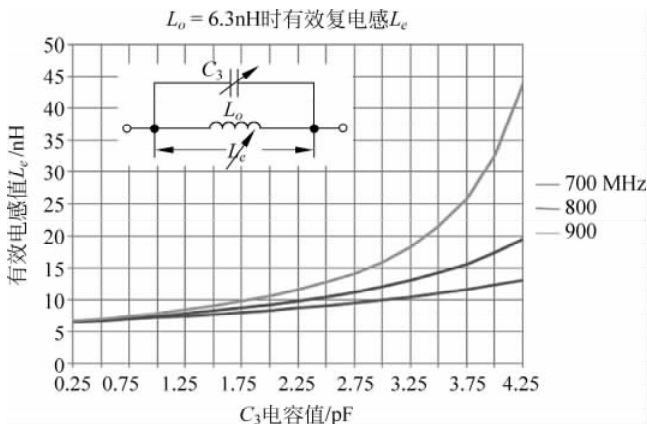
图 5.33 等效串联电感 L_o 的调谐特性

由相应的等效 π 形网络 L_o 和 C_3 并联连接的最终有效串联电感 L_e 可以表示为

$$L_e = \frac{L_o}{1 - \omega^2 L_o C_3} \quad (5.30)$$

在高频带中, L_e 需要足够低以获得足够好的匹配性能。这可以通过选择低值的 L_o (通常对应于高 C_4) 和适当低值的 C_3 来实现。图 5.34 表示 $L_o=1\text{nH}$ 时 L_e 与 C_3 的一个示例。

另外,在低频带中,可调匹配网络中希望具有大的 L_e 以获得良好的阻抗匹配性能,这可以通过增加 C_3 值来实现。在图 5.35 中,当 $C_3=4.5\text{pF}$ 时,工作频率为 700MHz 的 L_e 可达 12.6nH。所需的 $C_{3,\max}$ 应由匹配网络的最低工作频率下要求的最大 L_e 值决定。如果调谐范围不符合要求,则可以通过将固定电感与可调 C_3 串联连接来实现有效提高串联可调电容值。


 图 5.34 高频带匹配调谐的有效 L_e 与 C_3 的关系图

 图 5.35 低频带匹配调谐的等效 L_e 与 C_3 的关系图

基于上述分析,提出了一种如图 5.36 所示具有宽带调谐范围的可调匹配网络拓扑结构。电感 L_3 和 L_4 可以有效地延长等效电容 C_3 和 C_4 的调谐范围,因此,如果所有的元件值都可以正确控制,这个网络拓扑结构的阻抗匹配性能将会在很宽的频率范围内有优势。

图 5.36 可调匹配网络中的元件选择如下:

- C_1 : $C_{1,\min} = 1.24\text{pF}$, $C_{1,\max} = 5.0\text{pF}$ (源端)
- C_2 : $C_{2,\min} = 0.86\text{pF}$, $C_{2,\max} = 4.65\text{pF}$ (负载端)
- C_3 : $C_{3,\min} = 0.24\text{pF}$, $C_{3,\max} = 3.44\text{pF}$
- C_4 : $C_{4,\min} = 0.60\text{pF}$, $C_{4,\max} = 5.4\text{pF}$
- $Q_C = 180(700\text{MHz})$, $Q_C = 70(2700\text{MHz})$
- 每个串联电感值 $L_1 = L_2 = 3.0\text{nH}$ (Coilcraft 0302 CS)
- $L_3 = 3\text{nH}$, $L_4 = 1.2\text{nH}$, 且对于 L_3 和 L_4 , $R = 0.03\Omega$

假设 C_1 和 C_2 电容分支的寄生电感很小并且在寄生电感之间没有耦合。事实上,在这

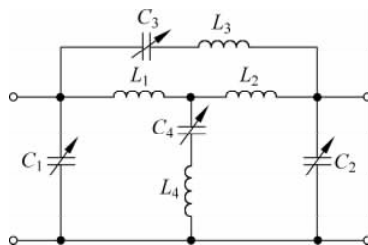


图 5.36 具有宽带调谐能力的可调阻抗匹配网络拓扑结构

个匹配网络的 C_1 和 C_2 电容分支中是否增加小的寄生电感不会对最终的匹配性能产生很大的影响。图 5.36 所示的可调匹配网络是除了分别加到 C_3 和 C_4 电容分支的电感 L_3 和 L_4 以外正常的电容桥接双 π 形网络。我们应注意到 $C_{1,\min}$ 、 $C_{2,\min}$ 和 $C_{4,\min}$ 较小,分别为 1.24pF、0.86pF 和 0.6pF。如图 5.37 所示,这是实现 700~2700MHz 频率最好匹配性能的关键。

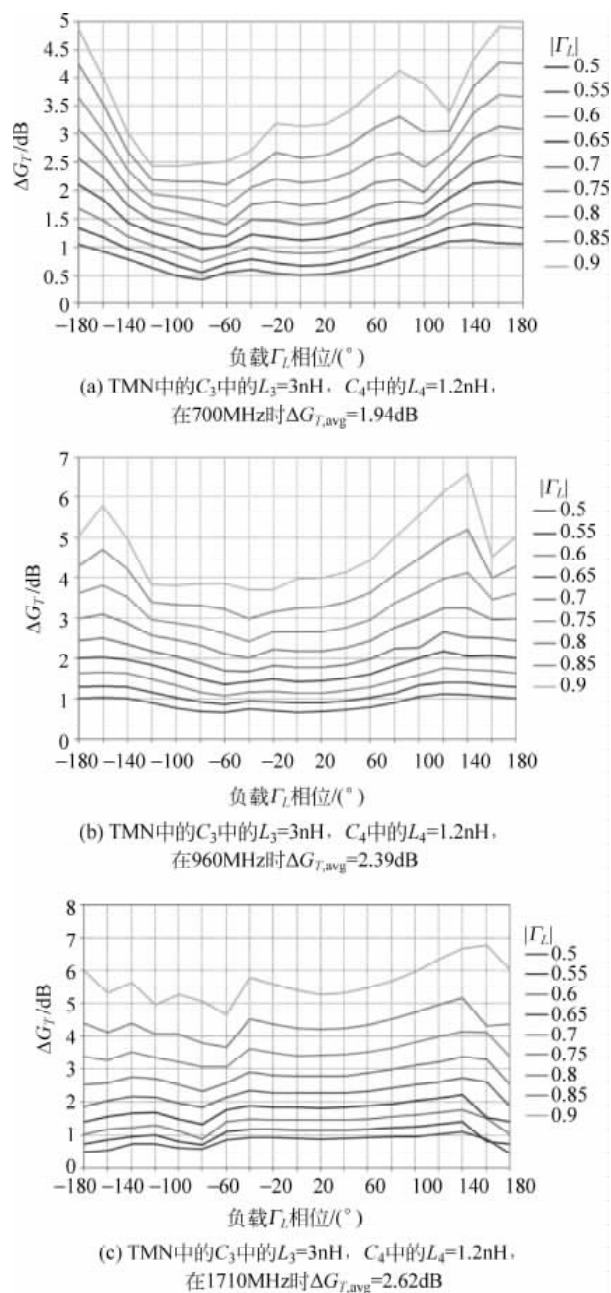


图 5.37 图 5.36 中 TMN 的相对转换增益性能, $L_1=L_2=3.0\text{nH}$

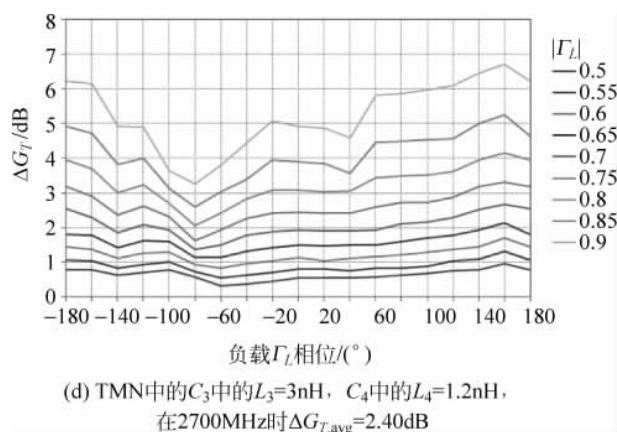
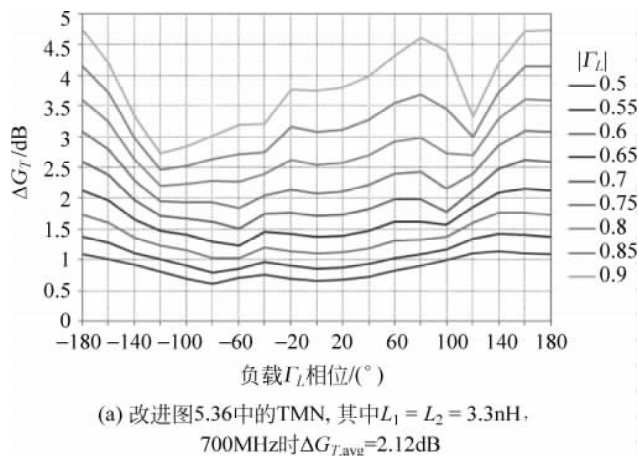


图 5.37(续)

从图 5.37(a)中,可以知道工作频率 700MHz 时负载 $|\Gamma_L|=0.5\sim 0.9$ 时的平均相对转换增益 $\Delta G_{T,\text{avg}}$ 小于 2dB 。当使用 $L_1=L_2=3.3\text{nH}$ 代替原来的 3nH 电感时, 700MHz 的 $\Delta G_{T,\text{avg}}$ 可以提高到大于 2dB 。图 5.38(a)显示工作频率 700MHz 且具有图 5.36 中 TMN 的 $L_1=L_2=3.3\text{nH}$ 的相对转换增益对负载反射系数的仿真结果,且 $\Delta G_{T,\text{avg}}$ 达到 2.12dB 。这个 $L_1=L_2=3.3\text{nH}$ 的 TMN 在高频段中并不降低匹配性能,而在 2700MHz 处的相应相对转换增益与负载反射系数曲线如图 5.38(b)所示。


 图 5.38 图 5.36 中 TMN 的相对转换增益性能, $L_1=L_2=3.3\text{nH}$

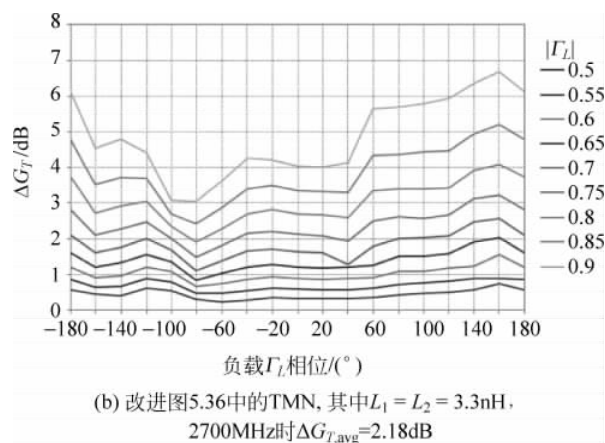


图 5.38(续)

图 5.36 中可调匹配网络在负载为 50Ω 时不同频率的插入损耗如表 5.5 所示。

表 5.5 图 5.36 宽带调谐网络的插入损失

频率/MHz	700	824	960	1710	2170	2700
插入损耗/dB	<0.21	<0.23	<0.25	<0.35	<0.52	<0.55

在 $700\sim 2700\text{MHz}$ 最大化功率传输调谐后随负载 VSWR_L 从 $3:1$ 变化到 $9:1$ 时, 宽可调匹配网络的输入 VSWR 如图 5.39 所示。从这些图可以看出, $700\sim 2700\text{MHz}$ 频率下的平均输入 VSWR 可以低于 $3:1$ 。高频段的输入 VSWR 较低, 这是由于可调匹配网络损耗高于低频带的损耗。

B1 频段 $\text{VSWR}=9:1$ 负载的宽带调谐网络拓扑的瞬时相对转换增益带宽如图 5.40 所示。负载相位 0° , 相对转换增益下降 0.6dB 的最窄带宽大于 200MHz 。B1 频带的双工频率间隔为 190MHz , WCDMA 信号通道带宽为 5MHz 。 200MHz 的瞬时带宽覆盖了双工频率间隔加上 B1 频段的 WCDMA 信号带宽。

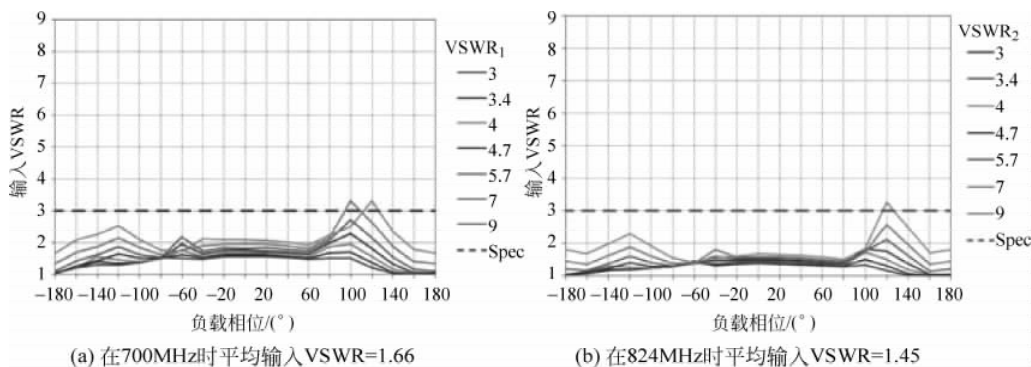


图 5.39 最大化功率传输调谐后图 5.36 TMN 网络的输入 VSWR

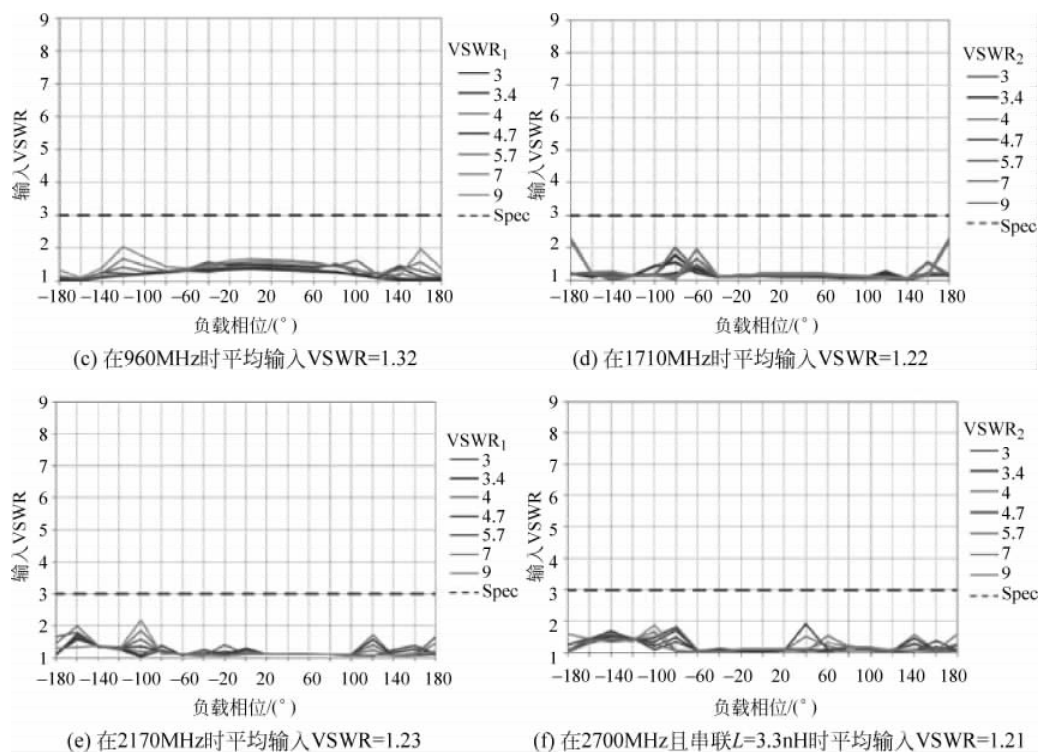


图 5.39(续)

在2170MHz且负载 VSWR=9:1时, 相对转换增益下降0.6dB时带宽大于200MHz

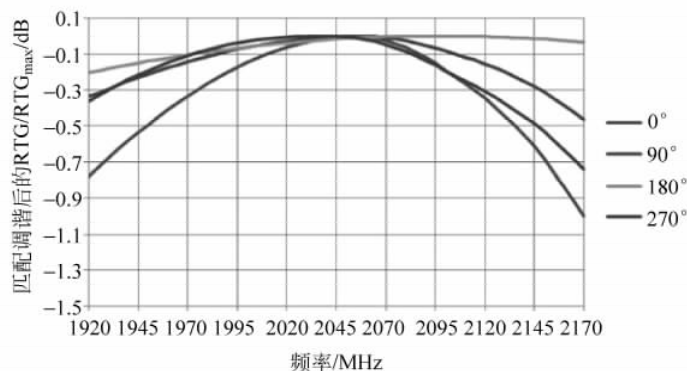


图 5.40 工作频率为 2170MHz 且负载 VSWR=9:1 时图 5.6 TMN 的瞬时相对转换增益带宽

从上述分析和仿真研究可以得出以下结论:

(1) 实现宽带调谐, 等效复串联电感必须具有足够大的可调范围, 这可以通过增加 C_3 和 C_4 电容调谐范围来实现。

(2) 通过适当地向 C_3 和 C_4 电容支路引入固定的串联电感, 可以非常有效地增大 C_3 和 C_4 等效电容调谐范围。

(3) 对于具有宽带调谐能力的 TMN 来说, C_1 和 C_2 电容的总并联 $C_{\min}$ 应保持在 $1 \pm 0.2\text{pF}$ 范围内或更低的范围是非常重要的。为了保持串联可调电容 C_3 对 $C_{1,\min}$ 和 $C_{2,\min}$ 产生的寄生效应尽可能低, $C_{3,\max}$ 不能选择太大, 因此, C_3 调谐范围只能通过使用如上所述的串联固定值电感有效提高。

(4) 电容桥接双 π 形网络是宽带匹配网络电路拓扑之一。从大量的仿真来看, 如果 TMN 参数符合规定的要求, 则频率从 700MHz 到 2700MHz, 该网络可以表现具有合理插入损耗且具有很好的匹配性能。

5.4 可调匹配网络的一些分析

5.4.1 数字化电容值对匹配性能影响的分析

一些可调匹配网络中的电容值(例如由 DTC 或 MEMS 可调电容组成的 TMN)是以数字方式进行按步调整, 而不是连续调整。因此, 真正的电容设置通常与由最优化仿真或算法计算出的电容值有所偏移。在本节中, 将分析数字化电容值对最优匹配性能的影响。可以看到, 如果电容尺寸小的合理, 平均相对转换增益的衰减在 700~2700MHz 频率范围内几乎微不足道。

假设 TMN 由数字可调电容组成, 步长为 $1/8\text{pF}$ 或 0.125pF , 这是在移动通信中应用的 RF 可调电容的典型步长。将分析数字化 $1/8\text{pF}$ 步长分辨率对 700~2700MHz 频段内最佳匹配性能的影响。

用于分析匹配性能数字化电容值的 TMN 电路拓扑是典型的电容桥接双 π 形网络(CBDPN), 如图 5.41 所示, 其中 C_1 、 C_2 、 C_3 和 C_4 是可调电容, 调谐步长为 $1/8\text{pF}$ 。匹配调谐是为了最大化从可用的源功率传递给负载的功率。在数学上可以表示为

$$\max[\text{RTG}(C_1, C_2, C_3, C_4)] = \max\left[\frac{|S_{21}(C_1, C_2, C_3, C_4)|^2}{|1 - S_{22}(C_1, C_2, C_3, C_4) \cdot \Gamma_L|^2}\right] \quad (5.31)$$

表达式(5.31)可以解释为对于给定负载(Γ_L)和工作频率, 最佳匹配调谐是找到一组电容 $C_1 \sim C_4$ 值, 使 TMN 的 S 参数 S_{21} 和 S_{22} 最大化相对转换增益。

在本节中, 首先通过使用 MWO 或 ADS 优化器, 从 700MHz 到 2700MHz 的不同频率, 推导出史密斯图中负载阻抗的最佳 TMN 电容 $C_1 \sim C_4$ 值。然后, 将最佳 TMN 电容值以 $1/8\text{pF}$ 的步长数字化。使用 $C_1 \sim C_4$ 的数字化电容值重新计算数字化 TMN 网络的 S_{21} 和 S_{22} 以及相应的相对转换增益。将 TMN 电容值数字化之前和之后获得的相对转换增益值进行比较, 可以清楚地看到电容数字化对匹配性能的影响。

1. 基于连续 $C_1 \sim C_4$ 的优化仿真

用于仿真的图 5.41 中 TMN 的元件值:

- $C_{1,\min} = C_{2,\min} = 1.5\text{pF}$ (包含寄生电容), $C_{1,\max} = C_{2,\max} = 6\text{pF}$
- $C_{3,\min} = 0.4\text{pF}$, $C_{3,\max} = 4.0\text{pF}$
- $C_{4,\min} = 0.6\text{pF}$, $C_{4,\max} = 4.0\text{pF}$

- 频率范围为 700~960MHz 时固定 $L=3.4\text{nH}$, 频率范围为 1710~2170MHz 时固定 $L=1.5\text{nH}$, 或频率范围为 2500~2700MHz 时固定 $L=0.1\text{nH}$
- $Q_{C1}=Q_{C2}=100, Q_{C3}=Q_{C4}=150$
- $Q_L=55$

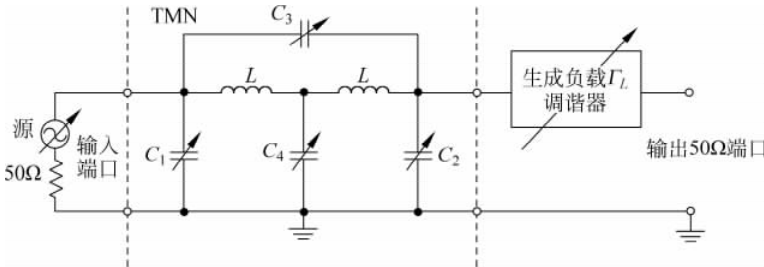


图 5.41 用于分析电容数字化对性能影响的 TMN 电路以及相应的仿真设置

通过最大化从 RF 源到负载的功率传递来获得 $C_1\sim C_4$ 最佳值的仿真设置如图 5.41 所示。实际上,从图 5.41 设置中从输入端口到输出端口测量的 S_{21} 是 TMN 在特定调谐条件的转换增益。

这里没有给出实现从 700MHz 到 2700MHz 频段的最大相对转换增益仿真的详细曲线,但是从连续调谐获得的主要结果总结在表 5.6 中。

表 5.6 相对转换增益最大化的匹配性能

频 率	50Ω 负载的插入损耗/dB (<0.5)	相对转换增益 $>0.5\text{dB}$ 范围/% ($\geq 80.0\%$)	平均相对转换增益/dB (≥ 1.50)
$L=3.4\text{nH}$			
700MHz	0.10	100.0	1.85
824MHz	0.12	100.0	2.25
960MHz	0.14	100.0	2.29
$L=1.5\text{nH}$			
1710MHz	0.32	95.1	2.23
1980MHz	0.33	96.6	2.10
2170MHz	0.33	94.1	1.86
$L=1.0\text{nH}$			
2500MHz	0.46	91.4	1.99
2700MHz	0.46	90.4	1.80

2. 使用壁柜式数字化电容值计算相对转换增益

给定负载阻抗在指定频率下获得最佳相对转换增益(RTG)后,可以使用以下公式对 $C_1\sim C_4$ 的最佳电容值进行数字化处理:

$$C_{k,d} = \text{If}\left(\text{Round}\left(\frac{C_k}{0.125}\right) \times 0.125 < C_{k,\min}, \text{If}\left(\text{Round}\left(\frac{C_k}{0.125}\right) \times 0.125 > C_{k,\max}, \text{Round}\left(\frac{C_k}{0.125}\right) \times 0.125\right)\right) \quad (5.32)$$

式中, $k=1, 2, 3, 4$ 。

数字化电容组的 RTG (ΔG_T) 可以从下列公式计算 (参见附录 1):

$$\begin{aligned} \Delta G_T &= \frac{|S_{21}|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \\ &= \frac{4}{|2 + (\overline{Y'_1} + \overline{Y'_2}) \cdot (1 + \overline{Z_S} + \Gamma_L) + (1 + \overline{Y'_1}\overline{Y'_2})\overline{Z_S} - (1 + \overline{Y'_1})(1 - \overline{Y'_2})\overline{Z_S}\Gamma_L|^2} \end{aligned} \quad (5.33)$$

式中, $\overline{Y_1}$ 、 $\overline{Y_2}$ 和 $\overline{Z_S}$ 分别为式 (5.34)~式 (5.36) 至 $Z_o=50\Omega$ 的归一化值:

$$Y'_1 = Y_1 + Y_o \quad (5.34)$$

$$Y'_2 = Y_2 + Y_o \quad (5.35)$$

$$Z_S = \frac{1}{Y_{Lo} + Y_3} \quad (5.36)$$

在式 (5.34)~式 (5.36) 的右侧有

$$Y_o = \frac{1}{Z_L + 2Z_4} \quad (5.37)$$

$$Y_{Lo} = \frac{Y_o Z_4}{Z_L} \quad (5.38)$$

$$Y_1 = G_1 + jB_1 = \frac{1}{R_1} + j\omega \cdot C_1 = jB_1(1 - jQ_1) \quad (5.39)$$

$$Y_2 = G_2 + jB_2 = \frac{1}{R_2} + j\omega \cdot C_2 = jB_2(1 - jQ_2) \quad (5.40)$$

$$Y_3 = G_3 + jB_3 = \frac{1}{R_3} + j\omega \cdot C_3 = jB_3(1 - jQ_3) \quad (5.41)$$

$$Z_4 = \frac{1}{Y_4}, \quad Y_4 = G_4 + jB_4 = \frac{1}{R_4} + j\omega \cdot C_4 = jB_4(1 - jQ_4) \quad (5.42)$$

$$Z_L = R_L + jX_L = R_L + j\omega L = jX_L \left(1 - j\frac{1}{Q_L}\right) \quad (5.43)$$

$$\omega = 2\pi f \quad (5.44)$$

在式 (5.39)~式 (5.43) 中, Q_x 是相应元件的品质因数。

附录 2 给出了在特定频率下给定所有元件值和所定义的负载阻抗计算图 5.41 网络拓扑 RTG 的 MATLAB 代码。(在这种情况下, MATLAB 代码中的 Lshunt 和 Qlshunt 应该是无穷大的)。计算的 RTG 和插入损耗数据如表 5.7 所示。

表 5.7 电容数字化后的匹配性能和衰减情况

频 率	50 Ω 负载的 插入损耗/dB (<0.5)	相对转换增益 >0.5 dB 范围/% ($\geq 80.0\%$)	平均相对 转换增益/dB (≥ 1.50)	平均相对 转换增益下降/dB
$L=3.4\text{nH}$				
700MHz	0.10	100.0	1.84	0.01
824MHz	0.12	100.0	2.24	0.01
960MHz	0.14	100.0	2.28	0.01
$L=1.5\text{nH}$				
1710MHz	0.32	94.4	2.21	0.02
1980MHz	0.33	96.3	2.07	0.03
2170MHz	0.33	94.1	1.83	0.03
$L=1.0\text{nH}$				
2500MHz	0.46	91.0	1.96	0.03
2700MHz	0.46	89.5	1.77	0.03

3. RTG 下降分析

将表 5.6 与表 5.7 进行比较可以清楚地看到,平均 RTG 和 $\text{RTG}>0.5\text{dB}$ 的覆盖率略有下降。RTG 衰减量 ΔRTG 随着负载反射系数和工作频率增加的变化曲线如图 5.42 所示。在 2700MHz 时,最大的 RTG 衰减量超过 0.5dB,尽管这个频率的平均 RTG 衰减量仅为 0.03dB。

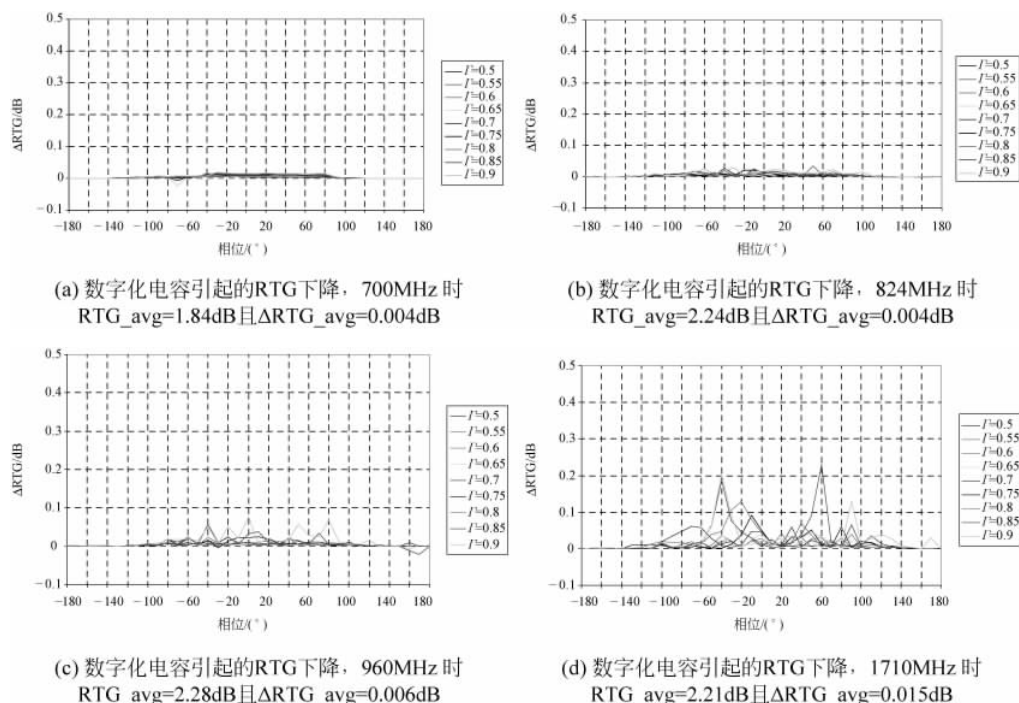


图 5.42 数字化电容引起的 RTG 下降与负载反射系数的关系

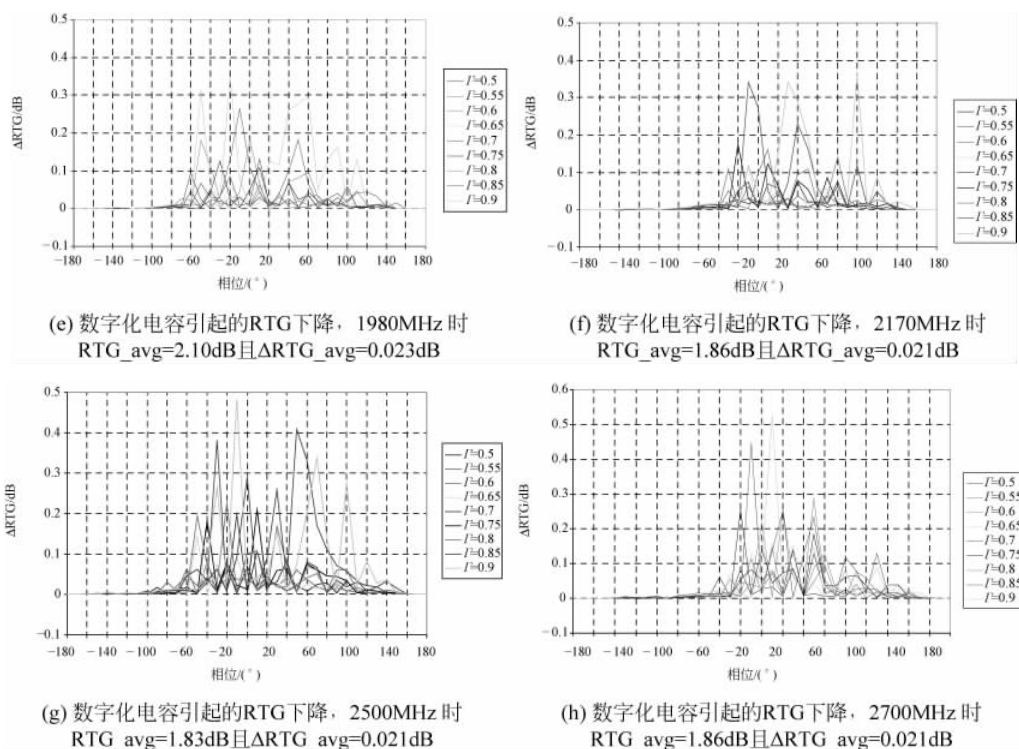


图 5.42(续)

从上述分析可以得出以下结论:

- (1) 如果离散步长仅为 $1/8\text{pF}$, 则 TMN 的匹配性能对电容 $C_1 \sim C_4$ 值的数字化不敏感。平均 RTG 衰减量随着工作频率的增加而增加, 在 2700MHz 时为 0.03dB 。
- (2) 在低频带, RTG 的最大衰减非常低, 在 960MHz 时少于 0.07dB 。然而, 最大的 RTG 衰减量也随着工作频率的增加而增加, 在 2700MHz 时可能会超过 0.5dB 。
- (3) 一般来说, 可调电容值的数字化对 TMN 匹配性能影响不大, 特别是在低频带。
- (4) 如果离散步长为 $1/8\text{pF}$, 则由 ΔC 变化引起的 RTG 衰减(见下一节)比由电容数字化导致的 RTG 衰减更严重。

5.4.2 可调电容误差对匹配性能影响的分析

MEMS 可调电容对匹配性能的误差影响的分析是通过 ΔC (或 ΔC) 的变化, 即可调电容的最大调谐范围, $\Delta C = C_{\max} - C_{\min}$ 。实际上, 在可调匹配网络中使用的可调电容的设计标称值 ΔC 由于可调电容制造的限制而通常具有一定的误差。可调电容产品的 ΔC 可能因产品而异, 并且 ΔC 变化值可以以百分比误差表示, 即

$$\Delta C = \Delta C_{\text{nominal}} \cdot (1 \pm x\%) \quad (5.45)$$

如果匹配调谐是基于预定义查找表(TMN 具有标称可调电容值)开发的, TMN 中使用的可调电容的大 ΔC 变化可能会显著降低 TMN 匹配性能。

在本节中, 将分析对匹配性能的 ΔC 变化和/或误差影响和可接受的 ΔC 变化范围或者达到指定匹配性能的 ΔC 变化容差。

1. 分析方法

对于定义的标称 ΔC , 首先需要通过使用 MWO 或 ADS 的优化器来找到最优电容器组, C_1 、 C_2 、 C_3 和 C_4 的值通过在指定负载阻抗和频带最大化 RTG 得到。图 5.43 给出了可调网络的分析, 与图 5.41 中 TMN 除了在网络的输入和输出端口附加并联电感 L_{sh} 外类似。图 5.43 中的可调网络的组件值为:

- $C_{1,\min} = C_{2,\min} = 1.5\text{pF}$ (包含寄生电容), $C_{1,\max} = C_{2,\max} = 6\text{pF}$
- $C_{3,\min} = 0.5\text{pF}$, $C_{3,\max} = 3.4\text{pF}$
- $C_{4,\min} = 0.7\text{pF}$, $C_{4,\max} = 4.1\text{pF}$
- 固定 $L = 2.4\text{nH}$
- 固定 $L_{sh} = 7.5\text{nH}$
- $Q_{C1} = Q_{C2} = 100$, $Q_{C3} = Q_{C4} = 150$
- $Q_L = 35$ 和 $Q_{L_{sh}} = 80$

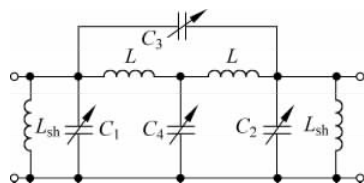


图 5.43 用于 ΔC 变化量分析的 TMN 电路

本节使用的分析方法与第 5.4.1 节所用的相同。首先, 使用与图 5.41 相似的仿真设置, 但是在图 5.41 中匹配网络的输入和输出端口添加一个并联电感 L_{sh} 。通过运行最优仿真, 可以从指定的频率 (如 824MHz、1710MHz 和 1980MHz) 由给定负载阻抗的最大化 RTG 获得的可调电容组 $C_1 \sim C_4$, 因为这是基于平均 $\text{RTG} > 1.5\text{dB}$ 的 TMN 的工作频率范围。然而, 该示例足以显示 ΔC 变化量或可接受的容差。

图 5.43 中匹配网络的 RTG 也可以通过使用式 (5.33)~式 (5.44) 计算, 除非式 (5.34) 和式 (5.35) 需要变为式 (5.46) 和式 (5.47) 或者如果知道网络中所有元件的值和负载阻抗或反射系数 Γ_L (请参阅 5.4.1 节):

$$Y'_1 = Y_1 + Y_o + Y_{L_{sh}} \quad (5.46)$$

$$Y'_2 = Y_2 + Y_o + Y_{L_{sh}} \quad (5.47)$$

串联电感 L 和并联电感 L_{sh} 在图 5.43 网络中的值是固定的。当使用优化器来仿真可调电容组 $C_1 \sim C_4$ 值时, 计算出的 RTG 是最佳值。

给定负载阻抗在指定频率下获得最佳 RTG 后, 将 $C_1 \sim C_4$ 的最佳电容改为 $\pm x\%$, 并通过使用式 (5.33) 重新进行计算 RTG。可以很容易地找到 RTG 变化或 ΔRTG 对 TMN 中电容 $C_1 \sim C_4$ 的 ΔC 变化很敏感。计算图 5.43 网络拓扑的 RTG 的 MATLAB 编码在附录 2 中给出。

另一种找出匹配性能对 ΔC 变化或误差的灵敏度如何的方法可以直接通过式 (5.48) 计算 ΔRTG :

$$\Delta \text{RTG} = (\text{RTG})^{\frac{3}{2}} \{ [1 + \overline{Z_s} + \Gamma_L + (\overline{Y'_2} - (1 - \overline{Y'_2})\Gamma_L) \overline{Z_s}] \cdot \Delta \overline{Y_1} +$$

$$[1 + \overline{Z_s} + \Gamma_L + (\overline{Y_1'} + (1 + \overline{Y_1'})\Gamma_L) \overline{Z_s}] \cdot \Delta \overline{Y_2} + [1 + \overline{Y_1'} + \overline{Y_2'} + \overline{Y_1'} \overline{Y_2'} - (1 + \overline{Y_1'})(1 - \overline{Y_2'})\Gamma_L] \cdot \Delta \overline{Z_s} \quad (5.48)$$

式中, $\Delta \overline{Y_1}$ 、 $\Delta \overline{Y_2}$ 和 $\Delta \overline{Z_s}$ 分别是式(5.34)~式(5.36)的变化量, 由于 $C_1 \sim C_4$ 值变化了 $x\%$ 。从式(5.46), 如果其余因素是固定的, 可以清楚地看到 RTG 衰减量 ΔRTG 与 $(\text{RTG})^{3/2}$ 成正比。这意味着当 RTG 越高, $|\Delta \text{RTG}|$ 越大, 或者说, 实现高 RTG 的负载阻抗匹配对可调电容 ΔC 变化更为敏感。

2. ΔC 误差对匹配性能的影响分析

1) 对于频率 824MHz

如图 5.43 可调匹配网络在史密斯圆图中区域为 $0.5 \leq |\Gamma_L| \leq 0.9$ 和 $-180^\circ \leq \angle \Gamma_L \leq 180^\circ$ 的仿真平均 RTG 为 1.77dB (该值大于 1.5dB), 且上述区域在 824MHz 工作频率, $\text{RTG} \geq 0.5\text{dB}$ 的覆盖率为 100% (该值大于 80%)。因此该匹配性能符合第 5.2 节的规定。

在分析中假设 ΔC 变化由 $\pm x\%$ 导致, 每个可调电容的 $C_{\max}$ 仅从标称值改变 $\pm x\%$, 并且每个可调电容器的 $C_{\min}$ 保持恒定。图 5.44 给出了 ΔC 变化 $\pm 5\%$ 、 $\pm 10\%$ 和 $\pm 20\%$ 时 ΔRTG 对负载反射系数的关系图。

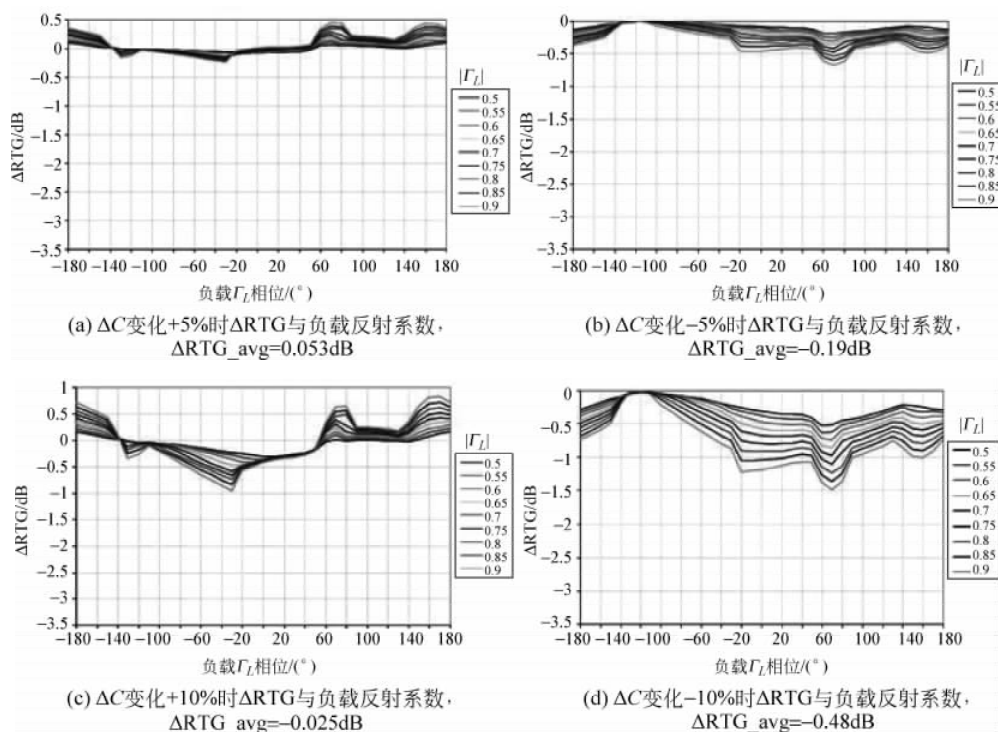


图 5.44 频率 824MHz, ΔC 变化时 ΔRTG 对负载反射系数的关系图

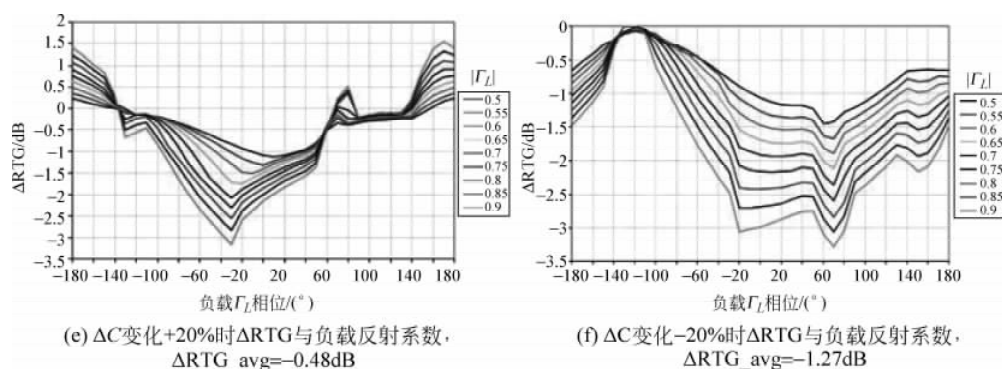


图 5.44(续)

从图 5.44 中可以看到:

- (1) ΔRTG 可以为正或负,但 ΔC 变化 $+x\%$ 时主要为负值。
- (2) 仅由于 C_{min} 保持不变而导致的 ΔC 变化为 $-x\%$, ΔRTG 为负或为零。
- (3) 对于相同的 ΔC 变化, ΔRTG 随 RTG 增加而增加。

为了量化对匹配性能的影响,最好使用平均 RTG 和/或平均 ΔRTG 。在表 5.8 中列出了当 $C_1 \sim C_4$ 电容的 ΔC 变化 $\pm 5\%$ 、 $\pm 10\%$ 和 $\pm 20\%$ 时的平均 RTG 和平均 ΔRTG 。

表 5.8 频率 824MHz 时 ΔC 变化对平均 RTG 和 ΔRTG 的影响

ΔC 变化	0%	5%	10%	20%	-5%	-10%	-20%
平均 RTG/dB	1.77	1.82	1.74	1.29	1.58	1.28	0.50
平均 ΔRTG /dB	0	0.05	-0.03	-0.48	-0.19	-0.48	-1.27

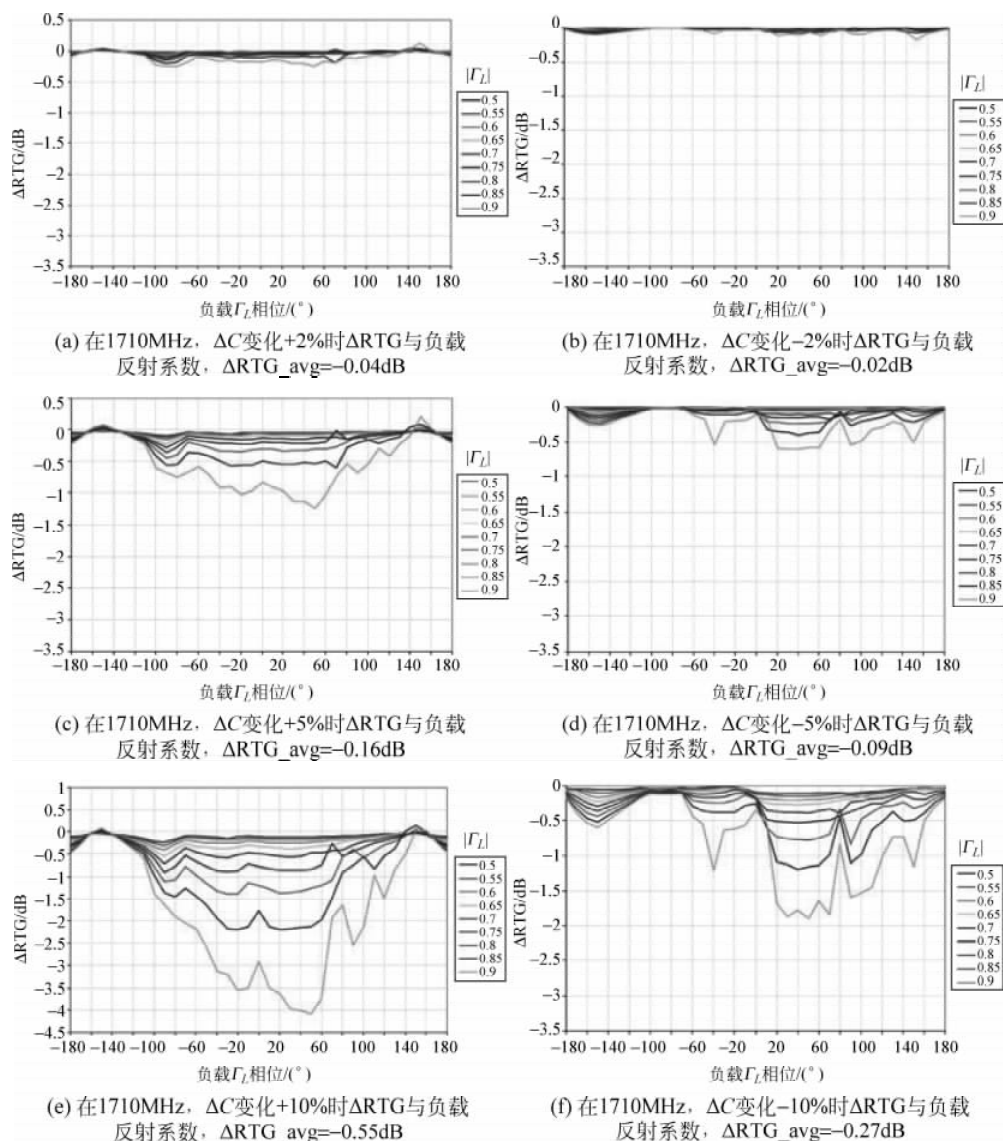
表 5.8 清楚地显示,由 $\pm 5\%$ 、 $\pm 10\%$ ΔC 变化所引起的影响是可以接受的,但是在 824MHz 时,超出这些影响的 ΔC 误差是不能接受的。

2) 对于频率 1710MHz

如图 5.43 可调匹配网络在史密斯圆图中区域为 $0.5 \leq |\Gamma_L| \leq 0.9$ 和 $-180^\circ \leq \angle \Gamma_L \leq 180^\circ$ 的平均 RTG 为 2.22dB(该值大于 1.5dB),且上述区域在 1710MHz 工作频率, $RTG \geq 0.5\text{dB}$ 的覆盖率为 100%(该值大于 80%)。因此该匹配性能符合第 5.2 节的规定。

在分析中假设 ΔC 变化由 $\pm x\%$ 导致,每个可调电容的 C_{max} 仅从标称值改变 $\pm x\%$,并且每个可调电容器的 C_{min} 保持恒定。图 5.45 给出了 ΔC 变化 $\pm 2\%$ 、 $\pm 5\%$ 和 $\pm 10\%$ 时 ΔRTG 对负载反射系数的关系图。

表 5.9 给出了当 $C_1 \sim C_4$ 电容的 ΔC 变化 $\pm 2\%$ 、 $\pm 5\%$ 和 $\pm 10\%$ 时的平均 RTG 和平均 ΔRTG 。

图 5.45 频率为 1710MHz, ΔC 变化时 ΔRTG 对负载反射系数的关系图表 5.9 频率 1710MHz 下 ΔC 变化对平均 RTG 和 ΔRTG 的影响

ΔC 变化	0%	2%	5%	10%	-2%	-5%	-10%
平均 RTG/dB	2.22	2.19	2.06	1.67	2.20	2.14	1.96
平均 ΔRTG /dB	0	-0.04	-0.16	-0.55	-0.02	-0.09	-0.27

表 5.9 清楚地显示,由 $\pm 2\%$ 、 $\pm 5\%$ 和 -10% ΔC 变化所引起的影响是可以接受的,但是在 1710MHz 时, $+10\%$ 及以上的 ΔC 误差是不能接受的。

3) 对于频率 1980MHz

如图 5.43 可调匹配网络在史密斯圆图中区域为 $0.5 \leq |\Gamma_L| \leq 0.9$ 和 $-180^\circ \leq \angle \Gamma_L \leq 180^\circ$ 的平均 RTG 为 1.76dB (该值大于 1.5dB), 且上述区域在 1980MHz 工作频率, $\text{RTG} \geq 0.5\text{dB}$ 的覆盖率为 86% (该值大于 80%)。因此该匹配性能符合第 5.2 节的指标。

在分析中假设 ΔC 变化由 $\pm x\%$ 导致, 每个可调电容的 $C_{\max}$ 仅从标称值改变 $\pm x\%$, 并且每个可调电容器的 $C_{\min}$ 保持恒定。图 5.46 给出了 ΔC 变化 $\pm 2\%$ 、 $\pm 5\%$ 和 $\pm 10\%$ 时 ΔRTG 对负载反射系数的关系图。

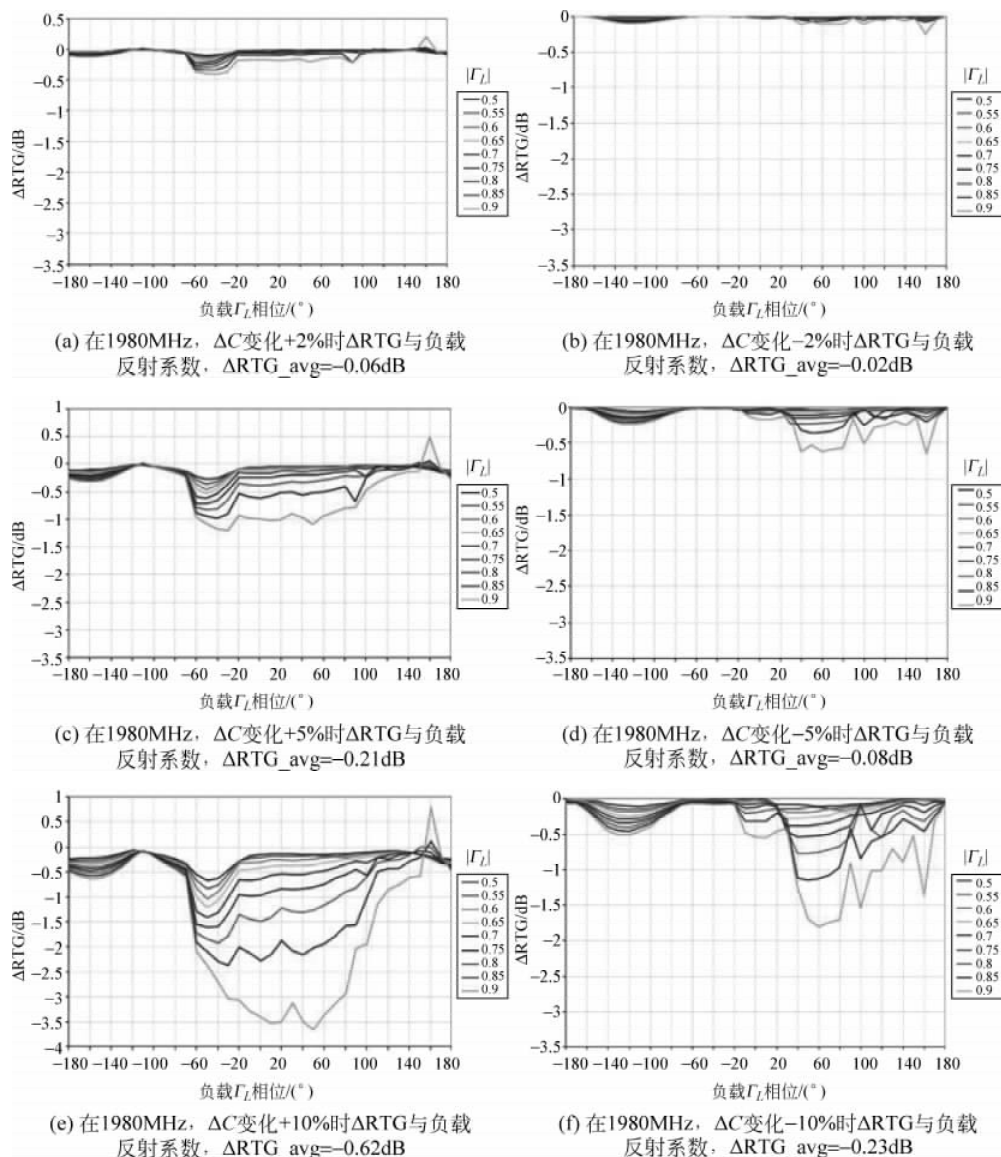


图 5.46 频率 1980MHz, ΔC 变化时 ΔRTG 与负载反射系数的关系图

表 5.10 给出了当 $C_1 \sim C_4$ 电容的 ΔC 变化 $\pm 2\%$ 、 $\pm 5\%$ 和 $\pm 10\%$ 时的平均 RTG 和平均 Δ RTG。

表 5.10 频率 1980MHz 时 ΔC 变化对平均 RTG 和 Δ RTG 的影响

ΔC 变化	0%	2%	5%	10%	-2%	-5%	-10%
平均 RTG/dB	1.76	1.70	1.55	1.14	1.74	1.68	1.53
平均 Δ RTG/dB	0	-0.06	-0.21	-0.62	-0.02	-0.08	-0.23

表 5.10 清楚地显示,由 $\pm 2\%$ 和 $\pm 5\%$ ΔC 变化所引起的影响是可以接受的,但是在 1980MHz 时, -10% 的 ΔC 误差是可接受的边缘,但 $+10\%$ 的 ΔC 误差是不可接受的。

从上述分析可以得出以下结论:

- (1) TMN 的匹配性能对可调电容组 $C_1 \sim C_4$ 的 ΔC 变化敏感。
- (2) 在低频率(824MHz)时,负 ΔC 变化($-x\%$)对匹配性能比正 ΔC 变化($+x\%$)有更大的影响,但在高频率(1710MHz 或 1980MHz)时正好相反。
- (3) 如果匹配性能以 RTG 和平均 RTG 衡量,则对匹配性能没有显著影响且可接受的 ΔC 变化在 $\pm 5\%$ 以内。这意味着 RTG 衰减量小于 0.5dB,即 Δ RTG > -0.5 dB,最终平均 RTG 必须大于 1.5dB。
- (4) 对于具有图 5.43 电路拓扑的 TMN 图,超过 $\pm 10\%$ 电容的 ΔC 变化在任何频率下绝对不可接受。
- (5) 当 TMN 具有较大的转换增益或相对转换增益时,由 ΔC 变化引起的 RTG 衰减更严重。

附录 1 相对转换增益 ΔG_T 公式推导

相对转换增益 ΔG_T 与如图 5.47 中 π 形匹配网络的 S 参数具有以下表达式(A1.1):

$$\Delta G_T = \frac{S_{21}^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (\text{A1.1})$$

其中

$$\Gamma_L = \frac{Z_{\text{load}} - Z_o}{Z_{\text{load}} + Z_o} \quad (\text{A1.2})$$

Z_o 是参考阻抗,通常定义为 50Ω 。由第 2.1 节的式(2.11)和式(2.12),式(A1.1)中 π 形网络的 S_{21} 和 S_{22} 分别表示为

$$S_{12} = S_{21} = \frac{2}{2 + \overline{Y'_1} + \overline{Y'_2} + (1 + \overline{Y'_1} + \overline{Y'_2} + \overline{Y'_1 Y'_2}) \cdot \overline{Z_s}} \quad (\text{A1.3})$$

$$S_{22} = \frac{-(\overline{Y'_1} + \overline{Y'_2}) + [1 - (\overline{Y'_2} - \overline{Y'_1}) - \overline{Y'_1 Y'_2}] \cdot \overline{Z_s}}{2 + \overline{Y'_1} + \overline{Y'_2} + (1 + \overline{Y'_1} + \overline{Y'_2} + \overline{Y'_1 Y'_2}) \cdot \overline{Z_s}} \quad (\text{A1.4})$$

式中

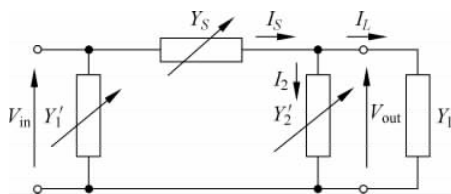


图 5.47 推导式(5.33)的等效电路

$$Z_s = 1/Y_s, \quad \overline{Z_s} = Z_s/Z_o, \quad \overline{Y'_1} = Y'_1 Z_o, \quad \overline{Y'_2} = Y'_2 Z_o \quad (\text{A1.5})$$

将式(A1.3)和式(A1.4)代入式(A1.1),得到

$$\Delta G_T = \frac{4}{|2 + (\overline{Y'_1} + \overline{Y'_2})(1 + \overline{Z_s} + \Gamma_L) + (1 + \overline{Y'_1} \overline{Y'_2}) \overline{Z_s} - (1 + \overline{Y'_1})(1 - \overline{Y'_2}) \overline{Z_s} \Gamma_L|^2} \quad (5.33)$$

附录2 TMN 中 RTG 计算的 MATLAB 代码

```
function []=RTG_sensitivity(percent)

clc

close('all')

percent=-2;
percentage=percent/100;

disp('Please wait...')
% 变量介绍
rmin=0.5; %minimum reflection coefficient rmax=0.9; % 最大反射
coefficient rstep=0.05; %step thetamin=-180*pi/180; % 最小相位
thetamax=180*pi/180; %maximum phase thetastep=10*pi/180; % 步长
filename='./TMN lp5 C1-C4 setting.xls';
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% 网络设置
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Lseries=2.4e-9;
Lshunt=7.5e-9;
Qc1=100;
Qc2=100;
Qc3=150;
Qc4=150;
Qlseries=55;
Qlshunt=80;
freq=[824e6,1710e6,1980e6];
w=2.*pi.*freq;
c1min=1.5e-12;
c2min=1.5e-12;
c3min=0.5e-12;
c4min=0.7e-12;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

data_in=importdata(filename);
sheetnames=fieldnames(data_in);
ntheta=1+((thetamax-thetamin)/thetastep);
vswr_min=(1+rmin)/(1-rmin);
vswr_max=(1+rmax)/(1-rmax);
rho=rmin:rstep:rmax;
theta=thetamin:thetastep:thetamax;

%for f=1:1
for f=1:length(sheetnames)

    nameaux=char(sheetnames{f});
```

```

lengthcolumn=['data_in.',nameaux,'(:,1)'];
mag2eval=['data_in.',nameaux,'{i:i+36,1}'];
phase2eval=['data_in.',nameaux,'{i:i+36,2}'];
c12eval=['data_in.',nameaux,'{i:i+36,4}'];
c22eval=['data_in.',nameaux,'{i:i+36,5}'];
c32eval=['data_in.',nameaux,'{i:i+36,6}'];
c42eval=['data_in.',nameaux,'{i:i+36,7}'];

r=1;
Rishunt=w(f)*Lshunt/Qlshunt;
Xishunt=w(f)*Lshunt;
Riserie=w(f)*Lseries/Qlseries;
Xiserie=w(f)*Lseries;
for i=1:ntheta:length(eval(lengthcolumn))
    mag(r,:)=eval(mag2eval);
    phase(r,:)=eval(phase2eval);
    c1(r,:)=eval(c12eval)*1e-12+(eval(c12eval)*1e-12*percentage);
    c2(r,:)=eval(c22eval)*1e-12+(eval(c22eval)*1e-12*percentage);
    c3(r,:)=eval(c32eval)*1e-12+(eval(c32eval)*1e-12*percentage);
    c4(r,:)=eval(c42eval)*1e-12+(eval(c42eval)*1e-12*percentage);
    G1(r,:)=c1(r,:).*w(f)./Qc1;
    G2(r,:)=c2(r,:).*w(f)./Qc2;
    G3(r,:)=c3(r,:).*w(f)./Qc3;
    G4(r,:)=c4(r,:).*w(f)./Qc4;
    B1(r,:)=w(f).*c1(r,:);
    B2(r,:)=w(f).*c2(r,:);
    B3(r,:)=w(f).*c3(r,:);
    B4(r,:)=w(f).*c4(r,:);
    r=r+1;
end

for r=1:length(c1(:,1))
    for i=1:length(c1(1,:))
        if(mag(r,i)==0.9)&&(phase(r,i)==-130)
            hola=1;
        end
        if(c1(r,i)<c1min) c1(r,i)=c1min; B1(r,i)=w(f).*c1(r,i);
G1(r,i)=c1(r,i).*w(f)./Qc1; end
        if(c2(r,i)<c2min) c2(r,i)=c2min; B2(r,i)=w(f).*c2(r,i);
G2(r,i)=c2(r,i).*w(f)./Qc2; end
        if(c3(r,i)<c3min) c3(r,i)=c3min; B3(r,i)=w(f).*c3(r,i);
G3(r,i)=c3(r,i).*w(f)./Qc3; end
        if(c4(r,i)<c4min) c4(r,i)=c4min; B4(r,i)=w(f).*c4(r,i);
G4(r,i)=c4(r,i).*w(f)./Qc4; end
    end
end

for r=1:length(c1(:,1))
    for i=1:length(c1(1,:))

        if(mag(r,i)==0.9)&&(phase(r,i)==-130)
            hola=1;
        end

        gammal=mag(r,i)*exp(j*phase(r,i)*pi/180);
        Zl=50*(1+gammal)/(1-gammal);
        Ziserie=Riserie+j*Xiserie;
        Zishunt=Rishunt+j*Xishunt;
        Y4=G4(r,i)+j*B4(r,i); Z4=1/Y4;
        Yo=1/(Ziserie+2*Z4);
        Yl=G1(r,i)+j*B1(r,i)+(1/Zishunt);
        Y2=G2(r,i)+j*B2(r,i)+(1/Zishunt);
    end
end

```

```

Y3=G3(r,i)+j*B3(r,i);
Ylo=Y0*Zc/Ziseries;
Yo1=Y1+Yo;
Yo2=Y2+Yo;
Zs=1/(Ylo+Y3); Yo3=1/Zs;

a=1+(Yo2/Yo3);
b=1/Yo3;
c=Yo1+Yo2+(Yo1*Yo2/Yo3);
d=1+(Yo1/Yo3);

ABCD=[a b;c d];
S=abcd2s(ABCD,50);
s21=S(2,1);
s22=S(2,2);
RTG=((abs(s21))^2)/((abs(1-s22*gamma1))^2);

RTGdB(r,i)=10*log10(RTG);
end
end

mag_gamma=0.5:0.05:0.9;
phase_gamma=-180:10:180;
plot_RTG(RTGdB,mag_gamma,phase_gamma.*pi./180,freq(f))
%for r=1:length(RTGdB(:,1))

XLSWRITE('.\output_values.xls',reshape(RTGdB',333,1),[num2str(freq(f)/1e6),'M
Hz_increment_',num2str(percent),'%']);
%end

end

```

参 考 文 献

1. Chen LYV et al. (2004) Analog tunable matching network using integrated thin-film BST capacitors. 2004 I.E. MTT-S Digest, pp. 261–264
2. González-Rodríguez E et al (2013) Tunable ferroelectric impedance matching networks and their impact on digital modulation system performance. International Journal of Electronics and Communications 67:1107–1117
3. Fu JS (2009) Adaptive impedance matching circuits based on ferroelectric and semiconductor varactors. Dissertation, University of Michigan, USA
4. Chamseddine A, Haslett JW, Okoniewski M (2006) CMOS Silicon-on-Sapphire RF Tunable Matching Networks. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking 2006:1–11, Art. ID 86531
5. Kim HW (2012) CMOS RF transmitter front-end modula for high-power mobile applications. Dissertation, Georgia Institute of Technology, USA
6. Mankaruse G (2013) Design and optimization of tunable matching networks and aperture-tuned antennas for mobile wireless devices. Thesis, University of Waterloo, 2013
7. van Bezooijen A et al (2008) A GSM/EDGE/WCDMA adaptive series-LC matching network using RF-MEMS switches. IEEE Journal of Solid-State Circuits 43(10):2259–2268
8. van Bezooijen A (2010) Adaptive RF front-ends, providing resilience to changing environments. Dissertation, Eindhoven University of Technology, Netherlands
9. Rebeiz GM (2012) MEMS switches and tuners: commercialization trends and business opportunities. MEMS Business Forum, UCSD
10. Kinayman N, Hancock TM, Gouker M (2013) Reconfigurable RF systems using commercially available digital capacitor arrays. MIT Lincoln Laboratory, Lexington, MA
11. Pozar DM (2011) Microwave engineering, John Wesley & Sons, Hoboken, NJ, USA

12. Rhea R (2006) The Yin-Yang of matching: Part I—basic matching concepts. *High Frequency Electronics*, 16–25
13. Gu Q, Morris AM (2012) Direct calculation method of matching network dynamic control. *IEEE International Microwave Symposium 2012*, WE3J-3
14. Gu Q (2005) *RF system design of transceivers for wireless communications*. Springer
15. Ranta T, Ellä J, Pohjonen H (2005) Antenna switch linearity requirements for GSM/WCDMA mobile phone front-ends. *8th European conference on wireless technology*, 2005, Paris, pp. 23–26