

分析非线性电路的谐波平衡法的改进

韩 良 王蕴仪 李嗣范

(东南大学无线电系, 南京)

摘要 本文根据分析微波非线性电路的基本方法之一——谐波平衡法, 提出了一种加速收敛过程的改进方法, 并且将其应用于微波混频器的非线性分析。在分析过程中引入了混频二极管非线性特性由时域到频域的简化变换技术, 大大加快了计算速度。分析结果与已发表的结果相比较, 一致性较好。这种改进的分析方法也可以推广应用于包含多个非线性器件的非线性电路的计算机辅助分析。

关键词 非线性电路; 谐波平衡法; 微波混频器; 计算机辅助分析

1. 引言

自70年代以来, 对各种紧凑、可靠而又价廉的微波应用系统的需求, 促进了微波混合集成电路和单片集成电路的发展。而设计微波非线性电路的有力工具将是计算机辅助分析和设计。在这一时期中, 许多作者发表了有关非线性电路的分析方法^[1-5]综合他们的工作, 主要集中在以下几方面, 即确保分析方法的收敛性; 提高收敛速度; 提高分析精度和提出适合于非线性分析的电路模型。本文提出了一种加速谐波平衡法收敛过程的改进方法, 并证明了它具有极好的收敛性。作为算例, 将上述改进方法应用于微波混频器的非线性分析。在具体分析过程中, 提出了混频二极管非线性特性时域到频域的简化变换技术, 从而大大地提高了计算速度。分析结果与已发表的结果相比较, 一致性较好。

2. 非线性电路分析方法

对于图1所示的等效非线性电路, 应用谐波平衡法进行分析的基本点在于求解网络状态变量 V , 在其各个谐波频率上满足电路方程

$$V_s^L = F(V_s^N) \quad (1)$$

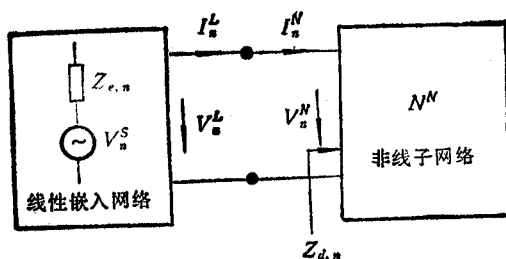


图1 非线性电路的分解

式中 n 为所需考虑的谐波次数。在以下的分析中我们省略去下标 n 。

设 $V_k^N = (x_1, x_2, \dots, x_n)'$ 是第 k 次迭代的初值, V^T 为准确值, 则利用(1)式得

$$V_k^L = F(V_k^N) \quad (2)$$

应用微分中值定理,

$$V_k^L - V^T = F'(\xi)(V_k^N - V^T), \quad V_k^N < \xi < V^T \quad (3)$$

若近似地取 $L \approx F'(\xi)$ 则由(3)式可得

$$V_{k+1}^N = V^T = PV_k^L + (1 - P)V_k^N \quad (4)$$

式中 $P = 1/(1 - L)$ 。事实上, (4)式即文献[3]方法的基本迭代式。由于 P 值的选取与 $F'(\xi)$, 即电路的雅可比矩阵有关; 而电路方程, 尤其是非线性电路方程的雅可比矩阵的求取往往是不容易的, 作为一种变通的方法可以采用差分矩阵来代替, 即令:

$$L = [F(V_k^N) - F(V_{k-1}^N)] / (V_k^N - V_{k-1}^N) \quad (5)$$

此式即为文献[4]方法的基本迭代式。其中含有上两次迭代的信息。迭代开始时需选择两个初值, 并且当差分矩阵((5)式)出现奇异时迭代失败。

作为对上述方法的改进, 我们令 $\tilde{V}_k^N = V_k^L$, 再代入(1)式得

$$\tilde{V}_k^L = F(\tilde{V}_k^N) \quad (6)$$

同样有

$$\tilde{V}_k^L - V^T \approx L(\tilde{V}_k^N - V^T) \quad (7)$$

将(7)式与(3)式联立, 并消去 L 可得

$$V_{k+1}^N = V^T = \tilde{V}_k^L - (\tilde{V}_k^L - V_k^L)^2 / (V_k^N - 2V_k^L + \tilde{V}_k^L) \quad (8)$$

(8)式就是改进方法的基本迭代公式。它同时解决了上两种方法中容易出现的问题。

3. 收敛性

对于上述方法的收敛性, 我们作如下讨论。定义 V_n^T 为电路的稳态解, 它必须满足电路平衡方程

$$V_n^T = V_n^s - V_n^T Z_{e,n} / Z_{d,n} \quad (9)$$

式中 V^s 为源对各次谐波的贡献; $Z_{e,n}$ 和 $Z_{d,n}$ 分别为不存在任何源的情况下, 线性和非线性子网络对第 n 次谐波呈现的阻抗。设第 k 次迭代初值 $V_{k,n}^N = V_n^T + \varepsilon_{k,n}$, 代入上述改进迭代过程, 并推导如下:

$$(1) \quad V_{k,n}^L = V_n^s - \frac{Z_{e,n}}{Z_{d,n}} V_{k,n}^N = V_n^s - \frac{Z_{e,n}}{Z_{d,n}} (V_n^T + \varepsilon_{k,n})$$

$$(2) \quad \tilde{V}_{k,n}^N = V_{k,n}^L$$

$$(3) \quad \begin{aligned} \tilde{V}_{k,n}^L &= V_n^s - \frac{Z_{e,n}}{Z_{d,n}} \tilde{V}_k^N = V_n^s - \frac{Z_{e,n}}{Z_{d,n}} V_n^T + \left(\frac{Z_{e,n}}{Z_{d,n}} \right)^2 \varepsilon_{k,n} \\ &= V_n^T + \left(\frac{Z_{e,n}}{Z_{d,n}} \right)^2 \varepsilon_{k,n} \end{aligned}$$

$$(4) \quad V_{k+1}^N = \tilde{V}_{k,n}^L - (\tilde{V}_{k,n}^L - V_{k,n}^L) / (V_{k,n}^N - 2V_{k,n}^L + \tilde{V}_{k,n}^L) = V_n^T$$

由以上推导过程可见, 改进的迭代过程具有极好的收敛性, 但必须注意的是由于器件是非线性的, $Z_{d,n}$ 的值在迭代过程中不总是一个定值, 所以并非所有的迭代过程都是一次即达到完全收敛。但只要保证在每一次迭代中 $Z_{d,n}$ 变化不大, 则其收敛速度是相当快的。

在下一节的算例中我们将看到这一点。

4. 微波混频器的非线性分析

(1) 非线性器件特性从时域到频域的简化变换技术 非线性器件(混频二极管)的特性通常采用时域描述^[1]

$$i = I_s(e^{\alpha V_d} - 1) + \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_d}{\phi}\right)^{\gamma}} \frac{dV_d}{dt} \quad (10)$$

而在微波波段,线性嵌入网络最方便的是在频域用各次谐波的阻抗来描述。所以在实现谐波平衡的迭代过程中需将(10)式变换到频域。但当其中包含有状态变量的导数项时,通常首先利用数值方法求解微分方程,然后再利用 FFT 进行时域到频域的变换。

事实上,对(10)式的第一项可以简单地应用 FFT 进行变换,而对其第二项直接应用傅氏变换,即

$$I_c(n\omega_0) = \frac{1}{T} \int_0^T C_{j0} \left(1 - \frac{V_d(t)}{\phi}\right)^{-\gamma} \frac{dV_d(t)}{dt} e^{-jn\omega_0 t} dt \quad (11)$$

式中 ω_0 为本振角频率。将上式分部积分并利用 $V_d(T) = V_d(0)$ 的条件可以导出

$$I_c(n\omega_0) = -jn\omega_0 \frac{C_{j0}\phi}{1-\gamma} \frac{1}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{V_d(t)}{\phi}\right)^{1-\gamma} e^{-jn\omega_0 t} dt \quad (12)$$

由此可见,可以考虑先对函数

$$f[V_d(t)] = \left(1 - \frac{V_d(t)}{\phi}\right)^{1-\gamma} \quad (13)$$

进行傅氏变换,再乘以一个频域系数 $A(n\omega_0) = -jn\omega_0 C_{j0}\phi / (1-\gamma)$ 。

将这一简化的时域到频域变换技术应用于混频器分析中,可以省去很费机时的微分方程的数值求解过程。

(2) 微波混频器的大信号分析 利用上述方法,我们编制了微波混频器大信号分析程序。分析流程图如图 2 所示。采用与文献[1]中相同的嵌入网络阻抗和收敛条件,对于给定的二极管整流电流 I_{DB} , 计算过程收敛所需的迭代次数与文献[3—5]比较如图 3

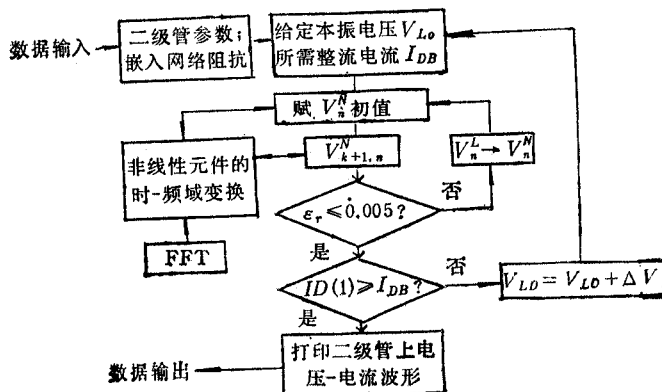


图 2 混频器大信号分析流程图

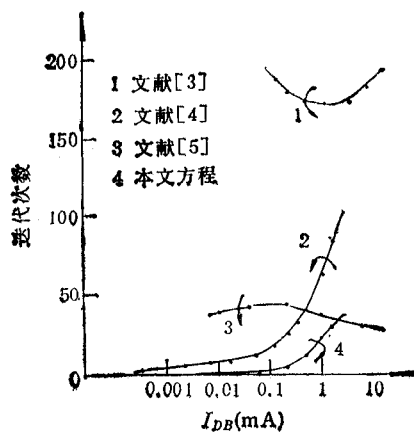


图3 迭代次数与 I_{DB} 的关系
(本文方法与其他方法的比较)

所示。由图可见,当要求的 $I_{DB} \leq 0.5\text{mA}$ 时, $Z_{d,n}$ 变化较小,迭代过程只需一次即可满足收敛条件。电压的各次谐波的幅值与文献[1]在相同条件下的分析结果列于表1,两者一致性较好。

表1 $I_{DB} = 1\text{mA}$ 时,混频管上所加电压的各次谐波分量的比较

	谐波	Re(V)	Im(V)	谐波	Re(V)	Im(V)
文献[2]方法 (多次反射法)	DC	$-7.800E-02$				
	1	$1.033E-01$	$-1.345E-03$	2	$-3.413E-03$	$3.678E-04$
	3	$-2.747E-03$	$3.884E-04$	4	$-1.936E-03$	$2.988E-04$
本文方法	DC	$-7.796E-02$				
	1	$1.033E-01$	$-1.031E-03$	2	$-3.407E-03$	$3.954E-04$
	3	$-2.729E-03$	$4.155E-04$	4	$-1.900E-03$	$3.018E-04$

5. 结论

本文以分析非线性电路的谐波平衡法为基础,提出了一种加速收敛过程的改进方法。将其应用于微波混频器的大信号分析,在分析中引入了混频二极管特性由时域到频域的简化变换技术。算例表明这种改进方法具有计算收敛速度快的特点,同时具有较高的分析精度。

参 考 文 献

- [1] A. R. Kerr, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-23**(1975), 828—831
- [2] M. S. Nakhla, *IEEE Trans. on CAS*, **CAS-23**(1976), 85—81.
- [3] R. G. Hicks, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-30**(1982), 251—259.
- [4] C. C-Penalosa, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-31**(1983), 724—730.
- [5] B. Schüppert, *IEEE Trans. on MTT*, **MTT-34**(1986), 110—119.

AN IMPROVEMENT TO THE HARMONIC-BALANCE TECHNIQUE FOR ANALYZING NONLINEAR CIRCUITS

Han Liang Wang Yunyi Li Shifan

(Southeast University, Nanjing)

Abstract An improved method, which is based on the harmonic-balance technique, for speeding up the convergence of iteration procedure is presented. As example, it is applied to the nonlinear analysis of microwave mixer, in which a simple time domain to frequency domain transformation technique for the mixer diode is introduced. The use of this technique saves computing time dramatically. And the analyzing results are in good agreement with the results published. The improved method can also be extended to the CAA of nonlinear circuits with multi-devices.

Key words Nonlinear circuit; Harmonic-balance technique; Microwave mixer; CAA