

现代超大规模集成电路设计丛书

CMOS:

混合信号电路设计

〔美〕 R. J. 贝克 著
沈树群 李国华 汤 静 译
黄建明 审



科学出版社
www.sciencep.com

现代超大规模集成电路设计丛书

CMOS:混合信号电路设计

[美] R. J. 贝克 著

沈树群 李国华 汤 静 译

黄建明 审

科学出版社

北 京

内 容 简 介

本书是作者 R. J. 贝克所著《CMOS: 电路设计、布局及仿真》一书的第二卷。本书主要介绍了 CMOS 数字/模拟混合信号集成电路设计的基础理论和实践。书中有数百幅插图、200 个左右的例题、大量的仿真网表, 而且每章都有不少针对性很强的习题。另外还有一个网站 <http://cmosedu.com> 专门提供了习题的答案、SPICE 仿真网表例题和有关混合信号集成电路的讨论。对于那些已经了解 CMOS 及相关理论的人来说, 这是一本内容独立的书。

本书可作为电子工程高年级本科生和研究生学习定制集成电路设计的教科书, 也可作为从事通用或定制集成电路设计工作的工程师的参考书。

书名原文: CMOS: Mixed-Signal Circuit Design

Copyright © 2002 by John Wiley & Sons, Inc.

All Rights Reserved. Authorized translation from the English language edition published by John Wiley & Sons, Inc.

图书在版编目(CIP)数据

CMOS: 混合信号电路设计/(美)贝克(Baker, R. J.)著; 沈树群等译.
—北京: 科学出版社, 2005

(现代超大规模集成电路设计丛书)

ISBN 7-03-014018-4

I. C… II. ①贝… ②沈… III. 互补 CMOS 集成电路-电路设计
IV. TN432

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2004)第 088782 号

责任编辑: 匡 敏 潘继敏/责任校对: 陈丽珠

责任印制: 钱玉芬/封面设计: 陈 敬

科学出版社 出版

北京东黄城根北街16号

邮政编码: 100717

<http://www.sciencep.com>

源海印刷有限责任公司印刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

*

2005 年 1 月第 一 版 开本: B5(720×1000)

2005 年 1 月第一次印刷 印张: 29 3/4

印数: 1—3 000 字数: 583 000

定价: 58.00 元

(如有印装质量问题, 我社负责调换(环伟))

译者的话

本书是作者 R. J. 贝克所著《CMOS: 电路设计、布局及仿真》一书的第二卷。本书主要讲述了数据转换器建模、数据转换器的信噪比、噪声整形数据转换器、亚微米 CMOS 电路设计、数据转换器的实现、基于积分器的 CMOS 滤波器及实验平台等内容, 共有 7 章。书中共有 500 多幅图、200 多个示例、大量的仿真网表和 200 多个对应章节的习题, 习题本身就是书中内容的重要补充和设计实践。另外还有一个网站专门提供了习题的答案、例题的 SPICE 仿真网表。

作者将《CMOS: 电路设计、布局及仿真》称为第一卷, 独立成书的《CMOS: 混合信号电路设计》称为第二卷。第一卷分为四大部分: CMOS 基础、CMOS 数字电路、CMOS 模拟电路和混合信号电路, 共有 29 章。

正是由于混合信号集成电路设计的方法十分有效, 所以其正逐步替代模拟设计方法, 本书有如下的特点:

- (1) 强调过采样技术, 从实践和理论上接近混合信号设计;
- (2) 与晦涩难懂的技术论文不同, 本书的论述既简单易懂又不失技术深度;
- (3) 涵盖了 $\Sigma\text{-}\Delta$ 数据转换器、定制模拟和数字滤波器设计及基于亚微米 CMOS 工艺的设计, 并在实验台建立 Deadbug 技术原型;
- (4) 200 多个例题和问题涵盖了混合信号设计的所有方面。

书中每一章都有内容广泛的习题, 在相关网站 <http://cmosedu.com> 上可以找到相应答案和有关网表以及有关混合信号集成电路的讨论。本书的最后是技术术语和缩写的汉英对照表。

本书之所以单独出版, 是因为凡是熟悉模拟电路和数字电路的人、凡是熟悉 CMOS 及相关技术的人都可以饶有兴趣地读懂它, 并从中受益。

当然, 如果读者不具备 CMOS 的基础知识, 还是建议先去读懂《CMOS: 电路设计、布局及仿真》一书, 这样有助于对本书的理解。

总之, 这是一本基于 CMOS 混合信号电路设计的书, 与之前专门介绍 CMOS 集成电路设计的《CMOS: 电路设计、布局及仿真》一书一起, 是有关 CMOS 技术的权威书。它的读者应该具有电子工程本科高年级或研究生水平, 可以做研究生教科书, 也可以做本科高年级有关课程的辅助教材, 当然它更是相关技术工程师手边的必备参考书。本书的英文影印版已于 2004 年 3 月由科学出版社出版, 有兴趣的

读者可以对照来看。

本书译者是沈树群、李国华、汤静, 审校者是黄建明。另外, 彭佛才、张新跃做了不少审校工作, 在翻译过程中, 得到匡敏女士的支持, 在此一并表示感谢。

在知识不断更新的今天, 译者在翻译过程中时常要查阅新的论文和资料, 即便如此, 在书中也难免会出现错误, 希望读者能及时指正。

第二卷前言

本书为什么是第二卷,而不是一本独立的、专门讨论混合信号电路设计的书呢?因为在我的另一本书——《CMOS:电路设计、布局及仿真》(CMOS Circuit Design, Layout and Simulation,也称为紫皮书,包括了前 29 章)中已经涵盖了有关内容。在写第二卷的时候,我的目的是写出一本高质量的教科书和参考书,包含的内容是其他教科书所没有涉及的,并且这些学习内容在互联网在线学习帮助。相关网站是 <http://cmosedu.com>,上面提供了习题的解答、例题的 SPICE 仿真网表和有关混合信号电路设计的讨论。

篇章结构

混合信号电路设计的好处来自于模拟电路与数字信号处理的结合,在模拟接口电路中它取代了模拟电路。第 30 章通过对数据转换器建模来阐明一些基本的信号处理方法,建立的模型有助于读者对量化噪声的理解。第 31 章将讨论信噪比和使用滤波(取平均)改善信噪比的方法。该章探讨了混合电路设计者为改善信噪比而采用的一些基本方法。同时也会讨论抽取、内插和反馈(以及在更高频率上考虑量化噪声的概念,如噪声整形,这种噪声可以被数字滤波器滤除)等方法。因为噪声整形对模拟接口电路设计的重要性,所以在第 32 章用整章篇幅专门研究噪声整形数据转换器(常被称为 Δ - Σ 或 Σ - Δ 数据转换器)。以上用理论、实际应用并结合例题来阐明数据转换器的工作原理。

第 33 章讲述了亚微米 CMOS 器件的电路设计。在某种程度上这一章是在被读者问到“为什么在紫皮书中不采用更现代的 CMOS 工艺”后而写的。亚微米器件不服从平方律 MOSFET 模型,因此对从平方律模型推导出的方程的计算是毫无意义的。无论如何我很快认识到很多设计者是不做手工计算的,这样长沟道与短沟道特性之间的重大差别不会体现出来。同样地,学生们常会被要求把手工计算与使用第一级模型的 SPICE 仿真结果作比较。当然如果仿真结果和计算结果有些不一致的话,那么在实际的硅片上就可用亚微米 CMOS 电路来解决。

实际上,建立亚微米 CMOS 器件的精确模型是极其重要的。第 33 章中使用 EKV 模型,因为在对器件从弱到强的转变建模时,EKV 模型匹配得很好。在对现在的数据转换器或混合信号电路进行仿真时,因为阈值电压与电源供应电压不成比例(如电路大部分时间工作在亚阈值区域),所以 EKV 模型非常重要。在第 33 章中还将看到,从凭经验绘制的图表或者使用精确 EKV 模型仿真得到的跨导或输出电阻,都可以进行手工计算。

第 34 章讲述数据转换器的实现, 目的是为第 29 章中所讲述的数据转换器结构提供实现方法和进一步的讨论。为加深理解 Nyquist 采样率数据转换器的设计原理, 将讨论它的匹配、偏移、增益、带宽和电路结构。

第 35 章主要讨论积分滤波器的设计, 这个主题本可以自成一书, 但为了在实现 CMOS 技术滤波器时提供实用的知识, 因此只挑选出一些最相关的内容加以阐述。本章的资料是十分完整和有用的, 读者一旦理解了这些资料, 就很容易理解任何滤波拓扑的优缺点。本章中特别会让人费解的内容是数字滤波呈现的方式(弄懂了数字滤波就有了希望, 因为它非常实用)。

在以上 6 章中, 为了整合理论和有仿真结果的例题(使用了实际的数值, 而不只仅用符号代表), 花费了巨大的努力。认真学习本书的读者将有能力修改仿真网表(从 <http://cmosedu.com> 下载)并察看由此而导致的输出, 读者会发现这是一个非常有用的学习工具。在学习和设计 CMOS 电路时, 手工计算和仿真都是非常重要的。然而, 同样重要的还有实际动手搭建和测试混合信号电路。第 36 章提供了一些建立在实验平台上的实际电路示例, 用以激发读者的思考和兴趣。对工程师/学生来说, 作者希望他们不要只局限于仿真一个设计, 也需要搭建和测试有代表性的分立元件电路。虽然这些分立电路不能确切代表实际的集成电路, 但通过它们可以观察个别电路设计时所受到的约束。而且分立电路也常常作为工具, 让人们熟悉测试设备, 了解使用探头探测时可能引入的电路负载。

致谢

最后, 也是最重要的, 我要感谢使本书出版成为可能的审阅者、资料提供者、同事和(特别是)学生们: Jake Anderson, Brian Bergeson, Tom Bernhard, Kurt Beigel, Jan Bissey, Bill Black, Ken Boorum(特别感谢他非常详细的核对), Dave Boyce, Liz Brauer, Joe Brewer, Curtis Cahoon, Mansun Chan, Jhon Chen, Cathy Faduska, Chris Fayomi, Ed Fong, Dan Foty, Rich Friel, Paul Furth, Randy Geiger, David Goldman, Neil Goldman, Tyler Gomm, Mike Green, John Griffin, Joe Hartman, Francis Heck, Rick Hilton, Gexin Huang, Glen Hush, Pandurang Irkar, Alok Jain, Brent Keeth, Christy Kuhnen, Harry Li, Yantao Ma, Paul Mason, Mary Miller, Bob Moehrke, Sugato Mukherjee, Fred Perner, Adrian Ong, Zuxu Qin, Jeremy Rice, Ben Rivera, Brandon Roth, Savang Sengkhamyong, Mir Seyyed, Brian Shirley, Joseph P. Skudlarek, Jim Slupe, Ken Smith, Mike Smith(特别感谢他所做的 WinSPICE), Liu Song, Stuart Tewksbury, Lisa Van Horn, Tony VenGraitis 和 Tom Voshell。

目 录

译者的话

第二卷前言

第 30 章 数据转换器建模	1
30.1 采样和混叠:一种建模的方法	2
30.1.1 冲激采样	2
30.1.2 采样保持	17
30.2 DAC 和 ADC 的 SPICE 模型	24
30.2.1 理想 DAC	24
30.2.2 理想 ADC	30
30.3 量化噪声	34
30.3.1 使用仿真观察量化噪声谱	34
30.3.2 量化噪声电压谱密度	48
参考文献	54
符号/术语表	54
习题	55
第 31 章 数据转换器的信噪比	57
31.1 数据转换器的信噪比概述	57
31.1.1 有效位数	57
31.1.2 时钟抖动	63
31.1.3 谱密度	72
31.2 采用取平均改善信噪比	78
31.2.1 取平均改善信噪比	79
31.2.2 ADC 的抽取滤波器	95
31.2.3 DAC 的插值滤波器	116
31.2.4 带通和高通 Sinc 滤波器	121
31.3 使用反馈改善信噪比	125
31.3.1 离散模拟积分器	125
31.3.2 调制器	129
参考文献	130
符号/术语表	131
习题	132

第 32 章 噪声整形数据转换器	135
32.1 噪声整形基础	135
32.1.1 SPICE 模型	135
32.1.2 一阶噪声整形	140
32.1.3 二阶噪声整形	177
32.2 噪声整形拓扑	193
32.2.1 高阶调制器	193
32.2.2 多位调制器	198
32.2.3 级联调制器	203
32.2.4 带通调制器	210
参考文献	212
习题	213
第 33 章 亚微米 CMOS 电路设计	216
33.1 亚微米 CMOS: 概述和模型	217
33.1.1 CMOS 工艺流程	217
33.1.2 电容和电阻	219
33.1.3 SPICE MOSFET 建模	228
33.2 数字电路设计	236
33.2.1 MOSFET 开关	236
33.2.2 延迟单元	250
33.2.3 加法器	253
33.3 模拟电路设计	255
33.3.1 偏置	255
33.3.2 运算放大器的设计	263
33.3.3 电路噪声	276
参考文献	285
习题	285
第 34 章 数据转换器的实现	288
34.1 DAC 的 R - $2R$ 结构	289
34.1.1 电流模式的 R - $2R$ DAC	289
34.1.2 电压模式的 R - $2R$ DAC	291
34.1.3 宽输出动态范围电流模式的 R - $2R$ DAC 电路	292
34.1.4 无运放的拓扑	304
34.2 数据转换器中的运算放大器	310
34.2.1 运放的增益	313

34.2.2 运放的单位增益频率	314
34.2.3 运放的偏移	315
34.3 ADC 的实现	318
34.3.1 S/H 的实现	318
34.3.2 循环 ADC	325
34.3.3 流水线 ADC	332
参考文献	360
习题	361
第 35 章 基于积分器的 CMOS 滤波器	364
35.1 积分器模块	364
35.1.1 低通滤波器	364
35.1.2 有源 RC 积分器	365
35.1.3 MOSFET-C 积分器	374
35.1.4 g_m -C(跨导-C)积分器	377
35.1.5 离散时间积分器	381
35.2 滤波器结构	387
35.2.1 双线性传递函数	388
35.2.2 双二次型传递函数	399
35.3 噪声整形滤波器	416
参考文献	422
习题	422
第 36 章 实验平台	426
36.1 推挽放大器	426
36.2 一阶噪声整形调制器	433
36.3 $1/f$ 噪声的测量	438
36.4 离散模拟积分器	445
36.5 量化噪声	450
技术术语和缩写汉英对照表	459

第 30 章 数据转换器建模

在本章中,我们将利用 SPICE 对理想数据转换器及其元件建模,并继续讨论数据转换器。本章主要目的是为评估非常复杂的混合信号设计提供一种工具,本书后面将用到它。特别地,为构建理想的 A/D 转换器(ADC)和 D/A 转换器(DAC)模块,我们使用特性元素的方式生成 SPICE 模型。我们将占用一些篇幅用 SPICE 仿真来分析混合信号模块的性能。例如我们已经设计了一个晶体管级的 DAC,想用 SPICE 仿真在不同的温度和匹配条件下它的运行状况,那么可以把由理想 ADC 生成的数据输入这个 DAC 中,其中 ADC 的输入为正弦波,如图 30.1 所示。相似地,给定一个数字信号处理(DSP)系统,我们就可以在有数字的任何地方做理想的 DAC 仿真,并得到模拟波形输出。

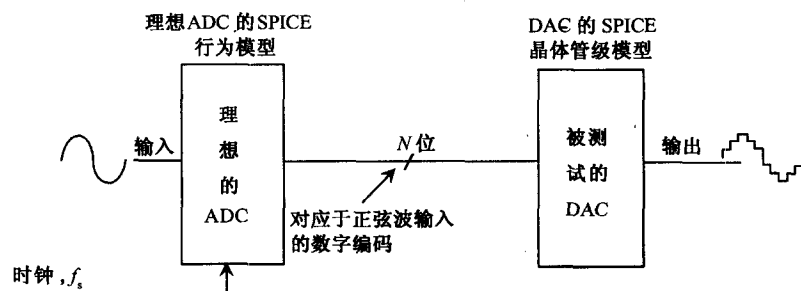


图 30.1 利用理想 ADC 生成的正弦波数字编码作为 DAC 仿真的输入

在本章中我们也将考察在系统中模数转换和数模转换过程是怎样对信号作用的。图 30.2 显示了基本的转换过程。我们将利用 SPICE 的频谱分析工具(离散傅里叶变换 DFT),在频域中观察数字信号和模拟信号。

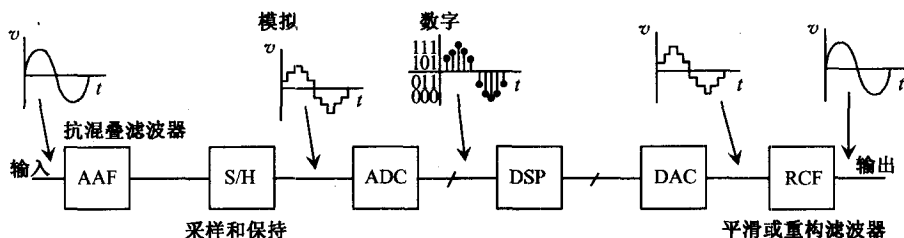


图 30.2 在混合信号系统中由 AD 和 DA 转换引起的信号变化

30.1 采样和混叠: 一种建模的方法

在本节中我们要讨论信号的采样, 以及信号采样怎样改变该信号的频谱和在 SPICE 中怎样建模采样过程。

30.1.1 冲激采样

考虑如图 30.3 (a) 所示的简单采样门, 假定有一个正弦波 $x(t) = V_p \sin(2\pi f_{in} t)$ 被加到该采样门(此时为单一频率输入), 那么采样器的输出是输入信号与单位冲激采样信号的乘积, 即

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_p \sin(2\pi f_{in} n T_s) \delta_u(t - n T_s) \quad (30.1)$$

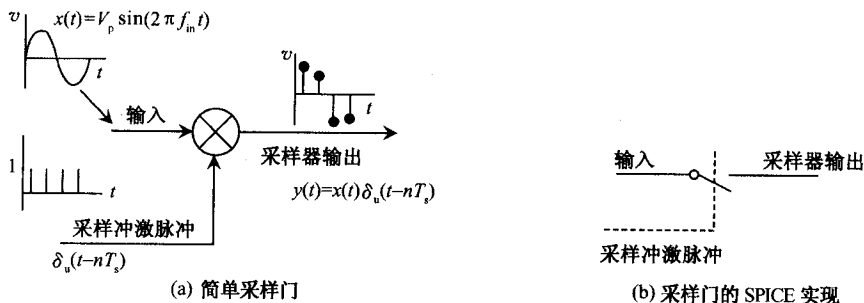


图 30.3

注意 输入信号的频率是 f_{in} , 而采样频率是 $f_s (= 1/T_s)$, 输入信号的频谱如图 30.4(a) 所示。

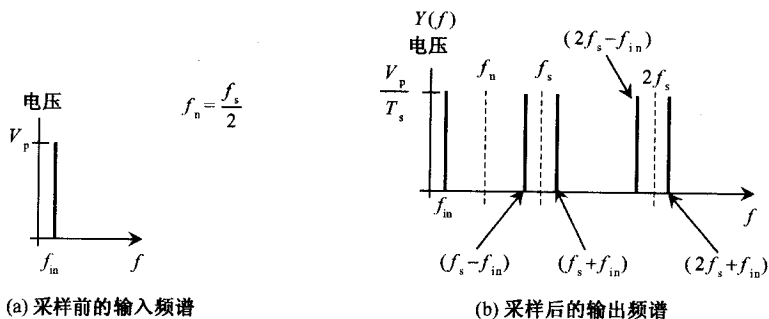


图 30.4 正弦波的单边频谱

如果对采样后的输入信号作傅里叶变换, 也即在采样器的输出端观察频谱, 就得到

$$Y(f) = \frac{V_p}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [\delta(f - f_{in} + kf_s) + \delta(f + f_{in} + kf_s)] \quad (30.2)$$

这是一个熟悉的结果:被采样信号的频谱以间隔 f_s 重复,如图 30.4(b)所示(只显示单边频谱,以后本书都这样表示)。如果一个带宽大于 f_{in} 并小于 f_n (Nyquist 频率)的理想低通滤波器(LPF)被加到采样器的输出频谱(也即采样器的输出被连接到 LPF)上,那么高阶频率分量将被滤除,只保留 f_{in} ,这就是在图 30.2 所示的平滑或重建滤波器。

例 30.1 一个采样门被 100MHz 频率的冲激脉冲序列选通($f_s = 100\text{MHz}$, 冲激脉冲的时间间隔为 10ns)。如果一个 60MHz 的正弦波被加到采样器,试画出输出信号的频谱和采样器在时域中的输入和输出。

得到的频谱如图 30.5 所示。注意如果把采样器的输出连接到一个有理想的具有陡峭截止频率 f_n 的低通滤波器(LPF),将导致唯一一个 40MHz 频率的正弦波输出。为了避免采样和重建后的信号产生混叠,必须确保加到采样器的信号频率要小于 $f_s/2$ 。回顾图 30.2,可以看到抗混叠滤波器(AAF)的用处,在图 30.2 中 AAF 和重建滤波器(RCF)都是截止频率等于采样频率一半的理想低通滤波器。图 30.6 显示的是采样器的时域输出。

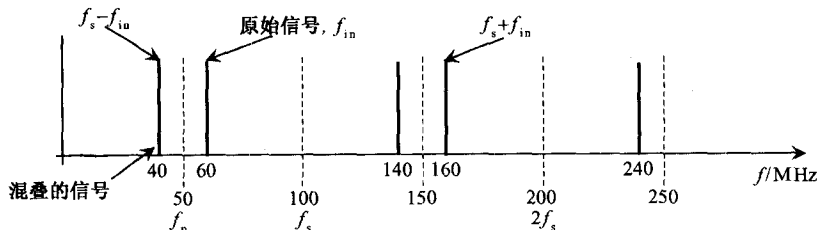


图 30.5 被 100MHz 频率的冲激采样后 60MHz 正弦波的频谱

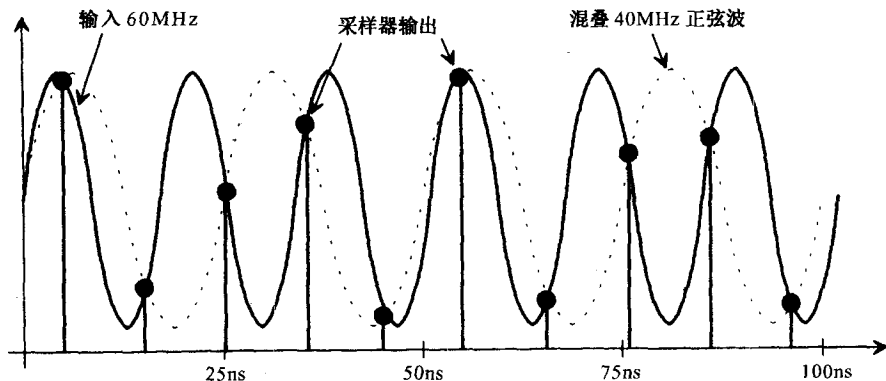


图 30.6 例 30.1 的时域输入和输出

前面的讨论清楚地表明了:①对一个信号的采样造成它的频谱在 $DC, f_s, 2f_s, 3f_s, \dots$ 处再现;②为了避免混叠,输入信号的频谱应该没有大于 f_n 的频率成分;③可用 AAF 对输入信号滤波和提高采样频率以避免混叠;④为了在采样器的输出端再生被采样信号(在冲激采样时非零),一定要使用一个低通 RCF。

注意 我们的讨论解释了由冲激脉冲信号驱动采样门的工作原理。如图 30.2 所示的,一个实际系统应该还有其他组成模块,一般很少只采样一个信号,然后不加处理地重建它。

1. 有关 AAF 和 RCF 的注意事项

在进一步深入讨论之前,应当先讨论 AAF 和 RCF 的理想特征,如图 30.7 所示。它们都被设计成模拟滤波器,有理想截止频率 f_n (假定在系统输入端的采样率和系统输出端的采样率相同)和理想的线性相位。

理想的幅度响应如图 30.7(a)所示,低于 Nyquist 频率的频谱成分能够通过而滤除掉所有高于 Nyquist 频率的频谱成分。理想的相位响应如图 30.7(b)所示,低于 f_n 的所有信号具有常数延迟 t_0 。换言之,AAF 和 RCF 滤除掉所有不要的信号而不会对所需要的信号产生失真。

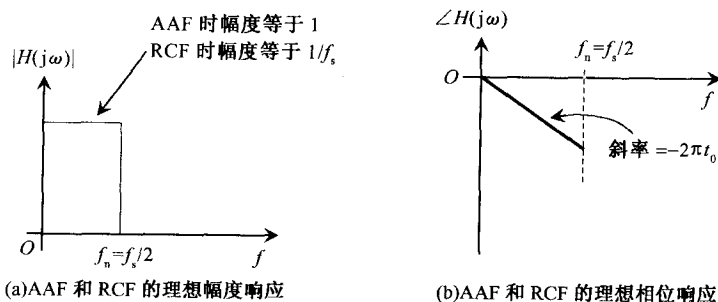


图 30.7

例 30.2 讨论:为什么理想的 AAF 滤波器没有把失真引入输入信号的有用部分?

如果输入信号为 $v_{in}(t)$, 且其滤波后所要的频谱成分称为 $v'_{in}(t)$, 也就是 $v'_{in}(t)$ 只保留低于 f_n 的非零频谱成分, 那么 AAF 的输出信号 $v_{out}(t)$ 是一个时移



图 30.8 例 30.2 的结果

的(常数延迟 t_0)、经过滤波的输入信号,如图 30.8 所示。注意线性相位等效于常数延迟。如果 AAF 的输入信号带宽已经受限于 f_n ,那么 AAF 的输出信号就仅仅是输入信号的时移。

例 30.3 假设如图 30.9 所示的电路作为 AAF 滤波器被用在数据转换系统中,如果系统的输入分别是 4MHz 和 40MHz 的正弦波信号,确定 AAF 的输出波形是否会失真。用 SPICE 仿真显示出 AAF 的输入和输出信号。

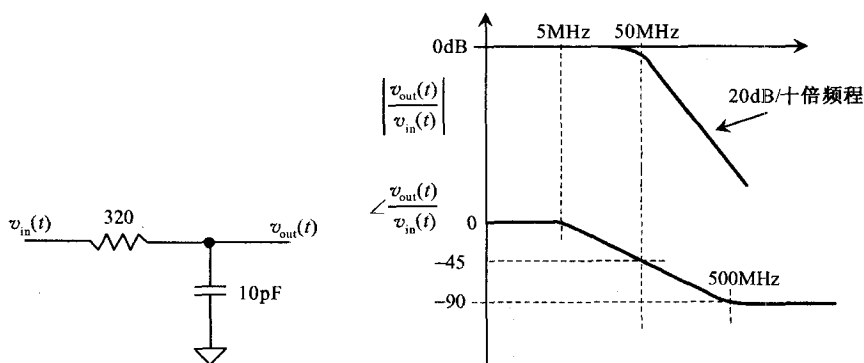


图 30.9 例 30.3 的 AAF 滤波器

简单 RC 滤波器的幅度响应为

$$\left| \frac{v_{out}}{v_{in}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi RCf)^2}}$$

4MHz 的输入信号没有看到任何衰减,该滤波器的增益或者幅度响应在 4MHz 处是 1(0dB),而在 40MHz 处衰减了 0.779(-2.17dB)。

简单 RC 滤波器的相位响应为 $\angle v_{out}/v_{in} = \theta(f) = -\arctan(2\pi RCf)$,信号通过滤波器在 4MHz 处相移近似为零(即 4MHz 的输入信号通过滤波器时没有延迟),这是该滤波器的理想相位响应。观察图 30.9 可以得出结论:频率低于 5MHz 的信号通过该滤波器没有相位失真。40MHz 的信号通过该滤波器相移为 -39° (负号代表输出落后于输入,换句话说,该输出信号在其对应的输入信号之后出现)。相位通过下式与延迟相关

$$\theta(f) = \underbrace{\frac{t_0}{T}}_{\text{周期的 \%}, T} \cdot 360 = t_0 f \cdot 360$$

40MHz 的正弦波通过该滤波器的时延为 2.7ns。图 30.10 显示了 SPICE 仿真结果(假定每个正弦波的输入是以地电位为中心的,且幅度为 1V)。

要注意该滤波器在频率大于 50MHz 后衰减很大,如 500MHz 时(50MHz 的十

倍频程)衰减 $-20\text{dB}(0.1)$ 。可以得出结论:除非 $f_s/2$ (Nyquist 频率) 远大于简单 RC 低通滤波器的截止频率, 否则仍有可能出现严重的混叠。事实上任何电子电路都存在固有噪声, 当信号采样时混叠总是会发生的 (宽带噪声混叠到小于 Nyquist 频率的基带频谱 (频谱低于 Nyquist 频率) 中), 因此问题就变成: 混叠多少才可以接受呢?

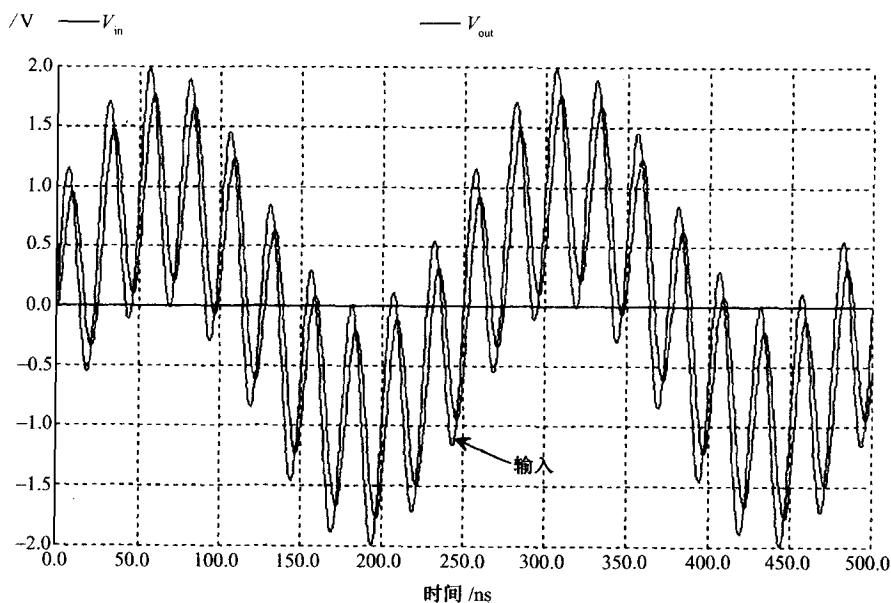


图 30.10 例 30.3 的 SPICE 仿真结果

例 30.4 用延时 $t_0 = 5\text{ns}$ 时长的理想传输线 (如图 30.11 所示) 制成一个滤波器, 求它的传递函数; 并用 SPICE 仿真滤波器的频率和相位响应。这个滤波器被称为连续时间梳状滤波器。

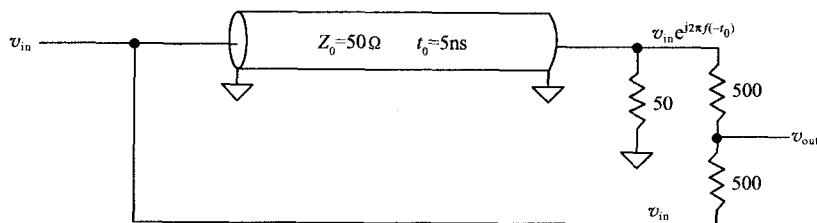


图 30.11 连续时间梳状滤波器

在分析时, 假定 500Ω 的电阻不负载延迟线的输入或输出, 那么

$$v_{\text{out}} = \frac{v_{\text{in}} + v_{\text{in}} e^{j2\pi f(-t_0)}}{2}$$

传递函数可写成

$$\frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{1}{2} [1 + e^{j2\pi f(-t_0)}] = \frac{1}{2} \left[\overbrace{1 + \cos 2\pi f \cdot (-t_0)}^{\text{实部}} + j \cdot \overbrace{\sin 2\pi f \cdot (-t_0)}^{\text{虚部}} \right]$$

滤波器的幅度响应为

$$\begin{aligned} \left| \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} \right| &= \frac{1}{2} \sqrt{[1 + \cos 2\pi f \cdot (-t_0)]^2 + [\sin 2\pi f \cdot (-t_0)]^2} \\ &= \frac{1}{2} \sqrt{2(1 + \cos 2\pi f \cdot t_0)} \end{aligned}$$

相位响应为

$$\angle \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \arctan \left[\frac{\sin 2\pi f \cdot (-t_0)}{1 + \cos 2\pi f \cdot (-t_0)} \right]$$

注意 当 $f = 1/(2t_0)$ 时, 相位是 $\arctan(0/0)$, 代表 $\pm 90^\circ$ 。利用三角公式

$$\cos^2 x = \frac{1 + \cos 2x}{2} \text{ 和 } \sin 2x = 2 \sin x \cos x$$

当 $f < 1/(2t_0)$ 时, 相位响应变为

$$\angle \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \pi(-t_0)f, \quad f < 1/(2t_0)$$

注意 滤波器的相位响应是线性的。SPICE 仿真结果如图 30.12 所示(线性频率标度)。因为它的响应看起来像个发梳, 故称为梳状滤波器。延迟线延时长度与幅度响应为零的点有关。这种滤波器在通信系统中用于隔离信道, 并且很容易在 PCB 板上用微带传输线来实现。这个图生成的 SPICE 网表如下:

* Figure 30.12 CMOS: Circuit Design for Mixed-Signal System *

. AC LIN 1000 1MEG 1000MEG

```
Vin      Vin      0      DC      0      AC      1
Rtout    Vtout    0      50
Rt1      Vtout    Vout    500
Rt2      Vin      Vout    500
T1       Vin      0      Vtout 0      ZO = 50  TD = 5n
.end
```

在结束本例之前, 还要考虑在对数频率标度下滤波器的幅度和相位响应(图 30.13), 它们表明传递函数在频率 100MHz、300MHz、500MHz 等处的幅度不为零, 而这与幅度响应等式显示的情况不一样。在图 30.13 中的曲线上, $|v_{\text{out}}/v_{\text{in}}|$ 在这些频率处为零, 表明在 AC SPICE 仿真中采用的步长(每十倍频程的点数)设