

高频电子技术第三版课后填空题答案

第一章

高频电路中, LC 谐振回路可分为并联回路和串联回路. LC 单谐振回路又可分为电流谐振回路和电压谐振回路.

(1) 选频网络的通频带指归一化幅频特性由 1 下降到 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 时的两边界频率之间的宽度. 理想选频网络的矩形系数 $K_{0.1}=1$.

(2) 所谓谐振是指 LC 谐振回路的总电抗 X (串联回路) 或总电纳 B (并联回路) 为 0.

(3) 设 f_0 为串联和并联谐振回路的谐振频率, 当工作频率 $f < f_0$ 时, 串联谐振回路呈电容性; 当工作频率 $f > f_0$ 时, 串联谐振回路呈电感性; 当工作频率 $f = f_0$ 时, 串联谐振回路呈电阻性. 当工作频率 $f < f_0$ 时, 并联谐振回路呈电感性; 当工作频率 $f > f_0$ 时, 并联谐振回路呈电容性; 当工作频率 $f = f_0$ 时, 并联谐振回路呈电阻性.

(4) 串并谐振回路的 Q 值越大, 回路损耗越小, 谐振曲线就越陡峭, 通频带就越窄. 当考虑 LC 谐振回路的信号源内阻和负载后, 其回路的损耗增大, 品质因数下降.

(5) 串并谐振回路的矩形系数 $K_{0.1}=9.95$, 所以频率的选择性较差.

(6) 设 R 为 LC 并联谐振回路中电感 L 的损耗电阻, 则该谐振回路谐振电阻为 $R_p = \frac{L}{RC}$, 品质因数为 $Q = \frac{R_p}{\omega L}$, 谐振频率为 $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. 谐振时流过电感或电容的谐振电流是信号源电流的 Q 倍

(7) 设 R 为 LC 串联谐振回路中电感 L 的损耗电阻, 则品质因数为 $\frac{\omega L}{R}$, 谐振频率为 $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. 谐振时电感或电容两端的谐振电压是信号源电压的 Q 倍.

(8) Q 值相同时, 临界耦合时双谐振回路的通频带是单谐振回路的 3.1 倍, 矩形系数 $K_{0.1}=3.16$, 选择性比单谐振回路好.

(9) 高频小信号放大器采用谐振回路作负载, 因此, 该放大器不仅有放大作用, 而且也具有滤波或选频的作用. 而且由于输入信号较弱, 因此放大器中的晶体管可视为线性元件. 高频电子电路中常采用 Y 参数等效电路进行分析. 衡量高频小信号放大器选择性两个重要参数分别是 i_b , i_c .

(10) 不考虑晶体管 y_{ie} 的作用, 高频小信号调谐放大器的输入导纳 $Y_i = y_{ie}$, 输出导纳 $Y_o = y_{oe}$.

(11) 单级单调谐放大器的通频带 $B = \sqrt{10^{1/n} - 1} f_0 / Q_L$, 矩形系数 $K_{0.1}=9.95$.

(12) 随着级数的增加, 多级单调谐放大器 (各级的参数相同) 的增益变大, 通频带变窄, 矩形系数变小, 选择性变好.

(13) 高频小信号谐振放大器不稳定的原因是 Y 参数中 y_{re} 参数的存在.

(14) 由于晶体管存在着 y_{re} 的内反馈, 使晶体管成为一个“双向元件”, 从而导致电路的不稳定. 为了消除 y_{re} 的反馈作用, 常采用单向化的办法变“双向元件”为“单向元件”. 单向化的方法主要有中和法和失配法.

(15) 晶体管单向化方法中的失配法是以牺牲增益来换取电路的稳定的, 常用的失配法是共发-共基.

第二章

1 按照电流导通角 θ 来分类, $\theta = 180^\circ$ 的高频功率放大器称为甲类功放, $\theta > 90^\circ$ 的高频功率放大器称为甲乙类功放, $\theta = 90^\circ$ 的高频功率放大器称为乙类功放, $\theta < 90^\circ$ 的高频功率放大器称为丙类功放.

(1) 高频功率放大器一般采用谐振回路作为负载, 属丙类功率放大器. 其电流导通角 $\theta < 90^\circ$. 兼顾效率和输出功率, 高频功放的最佳导通角为 $\theta = 70^\circ$. 高频功率放大器的两个重要的性能指标是效率和输出功率.

(2) 高频功放通常工作于丙类状态, 因此其晶体管是非线性器件, 常用静态特性曲线方法进行分析. 对高频功放通常用图解法进行分析, 常用的曲线除晶体管输入特性曲线外, 还有输出特性曲线和转移特性曲线.

(3) 若高频谐振功率放大器的输入电压为余弦波, 则其集电极电流是尖顶余弦脉冲, 基极电流是尖顶余弦脉冲, 发射极电流是尖顶余弦脉冲, 放大器输出电压为余弦波形式的信号.

(4) 为使输出电流最大, 二倍频的最佳导通角 $\theta = 60^\circ$, 三倍频的最佳导通角 $\theta = 40^\circ$.

(5) D 类功放中的晶体管工作在开关状态, 其效率高于C 类功放的效率. 理想情况下 D 类功放的效率 $\eta = 100\%$. D 类功放有电压开关型和电流开关型两种基本电路.

(6) 高频功放的动态特性曲线是斜率为 g_d 的一条直线.

(7) 对高频功放而言, 如果动态特性曲线和 $u_{BE\max}$ 对应的静态特性曲线的交点位于放大区就称为欠压工作状态; 交点位于饱和区就称为过压工作状态; 动态特性曲线, $u_{BE\max}$ 对应的静态特性曲线和临界饱和线三线交于一点就称为临界工作状态.

(8) 高频功放的基极电源电压 $-U_{BB}$ (其他参数不变) 由大到小变化时, 功放的工作状态由欠压状态到临界状态到过压状态变化. 高频功放的集电极电源电压 E_c (其他参数不变) 由小变大变化时, 功放的工作状态由过压状态到临界状态

到欠压状态变化. 高频功放的输入信号幅度 U_{bm} (其他参数不变)由小到大变化时, 功放的工作状态由欠压状态到临界状态到过压状态变化. 高频功放的负载 R_p (其他参数不变)由小到大变化时, 功放的工作状态由欠压状态到临界状态到过压状态变化.

(9)C 类功放在欠压工作状态相当于一个恒流源;而在过压工作状态相当于一个恒压源. 集电极调幅电路中的高频功放应工作在过压工作状态;而基极调幅电路中的高频功放应工作在欠压工作状态. 发射机末级通常是高频功放, 此功放工作在临界工作状态.

(10) 高频功率放大器在临界工作状态时输出功率最大, 在过压工作状态时效率最高.

(11) 当高频功率放大器用作振幅限幅器时, 放大器应工作在过压工作状态;用作线性功率放大器时应工作在欠压工作状态. 当高频功率放大器放大振幅调制信号时, 放大器应工作在过压工作状态, 放大等振幅信号时应工作在欠压工作状态.

(12) 假设高频功放开始工作于临界状态, 且负载回路处于谐振状态, 当回路失谐时, 功放会进入弱过压工作状态. 高频功率放大器通常采用 I_{co} 指示负载回路的调谐.

(13) 高频功放中需考虑的直流馈电电路有集电极馈电电路和基极馈电电路两种. 集电极馈电电路的馈电方式有串联和并联两种. 基极馈电电路的馈电方式有串联和并联两种. 对于基极馈电电路而言, 采用并联电路来产生基极偏置电压.

第三章、.....

(1) 振荡器是一个能自动地将直流能量转换成一定波形交流能量的转换电路, 所以说振荡器是一个能量转换器.

(2) 按照形成振荡原理来看, 振荡器可分为反馈式振荡器和负阻式振荡器;按照所产生的波形来看, 振荡器可分为正弦波振荡器和非正弦波振荡器;按照选频网络所采用的器件来看, 振荡器可分为 LC 振荡器, 晶体振荡器, RC 振荡器和 压控振荡器;按照反馈网络的构成器件来看, 正弦波振荡器可分为互感耦合 LC 正弦波振荡器, 电容三点式正弦波振荡器, 电感三点式正弦波振荡器.

(3) 一个正反馈振荡器必须满足三个条件, 即起振条件, 平衡条件, 稳定条件.

(4) 正弦波振荡器的振幅起振条件是 $|T(\omega_0)| > 1$, 相位起振条件是 $\varphi_T(\omega_0) = 2\pi n$. 正弦波振荡器的振幅平衡条件是 $|T(\omega_0)| = 1$, 相位平衡条件是 $\varphi_T(\omega_0) = 2\pi n$. 正弦波振荡器的振幅平衡状态的稳定条件是 $(\partial T(\omega_0)/\partial \omega)|_{\omega=\omega_0} < 0$, 相位平衡状态的稳定条件是 $\partial \varphi_T / \partial \omega < 0$.

(5) 振荡器在起振初期工作在小信号甲类线性状态, 因此晶体管可以用 Y 参数等效电路进行简化, 达到等幅振荡时, 放大器进入丙类工作状态.

(6) LC 三点式振荡器电路组成原则是与发射极相连接的两个电抗元件必须性质相同, 而不与发射极相连接的电抗元件与前者必须为相反元件.

(7) 电容反馈三点式振荡器的输出波形比较好, 电感反馈三点式的输出波形比较差. 但是两种三点式振荡器的共同缺点是频率稳定度不高.

(8) 石英晶体具有一种特殊的物理性能, 即压电效应和反压电效应. 当 $f_q < f < f_p$ 时, 石英晶体阻抗呈电感性; $f = f_q$ 时, 石英晶体阻抗为电阻性; $f > f_p$ 时, 石英晶体阻抗呈电容性.

(9) 晶体谐振器与一般 LC 谐振回路相比, 它具有如下特点, 石英晶振品质因数非常高, 所以其频率稳定度高;晶体的接入系数非常小.

(10) 并联型晶体振荡器中, 晶体等效为电感元件, 其振荡频率满足 $f_q < f < f_p$;串联型晶体振荡器中, 晶体等效为短路元件, 其振荡频率为 f_q

(11) 并联型晶体振荡器中, 晶体若接在晶体管 c, b 极或 b, e 之间, 这样组成的电路分别称为皮尔斯振荡器和密勒振荡器.

(12) 密勒振荡电路通常不采用双极型晶体管, 而是采用输入阻抗高的场效应管. 密勒振荡电路比皮尔斯振荡电路稳定度低.

第四章

频率变换电路可分为线性变换电路和非线性变换电路.

(1) 在高频电路中常用的非线性元器件有 PN 结二极管, 晶体三极管, 变容二极管等.

(2) 非线性器件的基本特征是: 伏安特性曲线不是直线;会产生新的频率分量;不满足叠加原理

(3) 高频电路中常用的非线性电路分析方法有: 图解法, 幂级数分析法, 线性时变电路分析法, 开关函数分析法等

(4) 当非线性器件正向偏置, 又有两个幅值相差较大的信号作用时, 可采用幂级数分析法进行分析;当非线性器件正

向偏置,且激励信号较小时,可采用线性时变电路分析法进行分析.当非线性器件反向偏置,且激励信号较大时,可采用开关函数分析法进行分析.

(5)大信号 $u_c(t)=U_{cm}\cos\omega_c t$,小信号 $u_\Omega(t)=U_{\Omega m}\cos\Omega t$ 同时作用于非线性元器件时,根据幂级数分析法分析可知流过非线性元件的电流所含有的频率成分有 $p\omega_c, q\Omega$ 及其组合频率分量 $q\omega_c \pm p\Omega$.

(6)非线性器件的伏安特性为 $i=a_1u+a_2u^2$,其中信号电压为

$$u=U_{cm}\cos\omega_c t+U_{\Omega m}\cos\Omega t+\frac{1}{2}U_{\Omega m}\cos 2\Omega t$$

式中, $\omega_c \gg \Omega$,则电流 i 中的组合频率分量为 $\omega_c \pm \Omega, \omega_c \pm 2\Omega$.

(7)相乘器是实现两个信号的相乘,在频域中完成搬移功能的器件,在高频电子电路中具有十分广泛的用途.

(8)Gilbert相乘器单元电路是一个四象限模拟乘法器,其缺点是线性范围小.具有设计负反馈的Gilbert相乘器是一个四象限模拟乘法器,它相比于Gilbert相乘器单元电路改进之处在于线性范围扩大.线性化Gilbert相乘器是一个四象限模拟乘法器,它相比于具有设计负反馈电阻的Gilbert相乘器改进之处在于温度稳定性好.二象限变跨导模拟相乘器的电路结构实际上是一个恒流源差分放大电路;它只能实现二象限相乘.

(9)模拟乘法器芯片MC1596的那本电路是一个具有射级负反馈的双平衡Gilbert相乘器电路;BG314的内部电路是一个线性化双平衡Gilbert相乘器电路.

第五章.....

(1)高频信号的某一参数随消息信号的规律发生变化的过程称为调制,其逆过程称为解调.其中消息信号称为调制信号,高频信号称为载波信号.调制后的信号称为已调波信号.

(2)按照调制信号的形成可将调制分为模拟调制和数字调制.按照载波信号的形式可将调制分为正弦波调制和脉冲调制.

(3)正弦波调制可分为振幅调制,频率调制和相位调制.脉冲调制可分为脉幅调制,脉宽调制和脉位调制.

(4)频率调制和相位调制统称为角度调制.

(5)幅度调制是指已调信号的幅度参数随调制信号的大小而线性变化;频率调制是指已调信号的角频率参数随调制信号的大小而线性变化;相位调制是指已调信号的相位角参数随调制信号的大小而线性变化.

(6)调幅信号,调频信号和调相信号的逆过程分别简称为检波,鉴频和鉴相.

(7)从频域的角度看,振幅调制和振幅解调都属于频域的线性搬移电路,混频属于频域的线性搬移电路,检波属于频谱线性搬移电路.

(8)根据调幅信号频谱分量的不同,调幅可分为三种:普通调幅AM,双边带调幅DSB,单边带调幅SSB.

(9)AM信号的频谱包含三个频率分量:载波分量,上边频分量,下边频分量.其中上边频分量和下边频分量包含调制信号的信息.AM信号的频谱中的载波分量占了整个AM信号功率的绝大部分,因此AM信号的效率很低.当100%调幅时,效率 $\eta=50\%$.AM信号的带宽是调制信号带宽的2倍.

(10)DSB信号的包络变化规律正比于 $|u_\Omega(t)|$.DSB信号的相位在调制信号零点处会出现突变现象.DSB信号的频谱只有两个频谱分量:上边频分量和下边频分量.DSB信号的带宽是调制信号的带宽的2倍.

(11)在通信系统中,为节约频带,提高系统的功率,通常取出DSB信号的任一个边带,就可以成为SSB信号.这种信号的带宽是调制信号带宽的1倍.

(12)SSB信号的电路实现方法有三种:滤波法,移相法,移相滤波法.

(13)在各种调幅波中,功率利用率最低的是AM波,带宽最窄的是SSB波.

(14)AM信号的载波频率为500kHz,振幅为10V.调制信号频率为10kHz,输出AM信号的包络振幅为7.5V.则上,下边频频率值分别为510kHz,490kHz;AM信号宽带为1000kHz;上,下边频分量的电压振幅值分别为3.75V,3.75V,载频分量的电压振幅值为7.5V;包络振幅的最大,最小值分别为17.5V,2.5V;调幅指数 $m_a=0.75$;上,下边频分量功率分别为14.0625W,载频分量功率50W,AM信号功率为68.125W,AM信号的表达式为

$$10(1+0.75\cos 2\pi \times 10 \times 10^3 t)\cos 2\pi \times 500 \times 10^3 t.$$

(15)已知调制信号 $u_\Omega=U_\Omega\cos\Omega t$,载波 $u_c=U_c\cos\omega_c t$,用 u_Ω 对 u_c 进行调幅(AM),调幅灵敏度为 k_a ,则 $u_{AM}=U_\Omega(1+k_a\frac{U_c}{U_\Omega}\cos\omega_c t)\cos\Omega t$,将载波分量抑制后得到的双边带信号 $u_{DSB}=\frac{1}{2}k_aU_c[U_\Omega\cos(\omega_c+\Omega)t+U_\Omega\cos(\omega_c-\Omega)t]$ 再用滤波器将 u_{DSB} 的下边带滤除得到的单边带信号 $u_{SSB}=\frac{1}{2}k_aU_cU_\Omega\cos(\omega_c+\Omega)t$.

(16)根据调幅级电平的高低,振幅调制电路分为两类:低电平调幅电路,高电平调幅电路.

(17)常用的高电平调幅电路有集电极调幅电路,基极调幅电路两种.高电平调幅只能产生普通调幅波信号.

(18)低电平调幅电路的实现是以非线性器件为核心的频谱线性搬移电路.单二极管调幅电路可产生标准AM信号;二极管平衡调幅电路可产生DSB调幅信号;二极管环形调幅电路可产生接近理想乘法器信号;二极管桥式调幅电路可

产生接近理想乘法器信号。

(19) 基极调幅电路中, 高频功率放大器应工作在欠压工作状态; 集电极调幅电路中, 高频功率放大器应工作在过压工作状态。

(20) 振幅解调的方法可分为包络检波和同步检波两大类。

(21) 包络检波可分为峰值包络检波和平均包络检波两类。峰值包络检波器主要由非线性电路和低通滤波器两部分组成。

(22) 同步检波可分为乘积型和叠加型检波两类。乘积型同步检波器主要由乘法器和低通滤波器两部分组成。叠加型同步滤波器主要由加法器和包络检波器两部分组成。

(23) 叠加型同步检波器实在 DSB 或 SSB 信号中插入解调截波电压, 使之成为或近似成为调制信号, 再利用包络检波器将调制信号恢复出来。

(24) 二极管大信号包络检波器的主要性能指标有电压传输系数 k_d 和检波电路的等效输入电阻 R_{id} 。在二极管峰值型检波器中, 存在两种特有的失真:惰性失真和底部切割失真。

(25) 在二极管大信号包络检波器中, 避免惰性失真的条件是 $|\partial u_c / \partial t| \geq |\partial U_{AM}(t) / \partial t|$; 不产生底部切割失真, 必须满足的条件是 $m_a \leq R_L / (R + R_L) = R_L // R / R = R_0 / R$ 。

(26) 混频器的作用是将载频为 f_c 的已调信号不失真地变为载频为 f_1 (固定中频) 的已调信号, 并保持原调制信号规律不变, 因此混频器属于频谱的线性搬移电路。当混频器的输出信号取两输入信号的差频时, 称为向下变频; 当混频器的输出信号取两输入信号的和频时, 称为向上变频。

(27) 我国中波 AM (调幅) 接收机的中频频率为 465kHz, FM (调频) 接收机的中频频率为 10.7MHz, 电视接收机的中频频率为 38MHz。

(28) 一般混频器中存在着下列干扰: 信号和本振信号的自身组合干扰; 外来干扰信号与本振信号的组合干扰。

第六章

调角及其解调过程是频谱的非线性搬移过程。

(1) 如果音频调制信号的带宽为 $20 \sim 20000\text{Hz}$, 则调幅后的 AM 信号为 40kHz, DSB 信号的带宽为 40kHz, SSB 信号的带宽为 20kHz, 窄带调频信号 ($m < 1$) 的带宽为 40kHz, 宽带调频信号 ($m = 2$) 的带宽为 120kHz。

(2) 调角波 $u(t) = 2\cos(4\pi \times 10^6 t + 5\cos 2000\pi t)$, 则调制信号的频率 $F = 1\text{kHz}$, 载波信号的频率 $f_c = 2\text{MHz}$, 调制指数 $m = 5$, 瞬时相移 $\Delta\phi(t) = 5\cos 2000\pi t \text{ rad}$, 最大相移 $\Delta\phi_m = 5\text{rad}$, 瞬时频偏 $\Delta f(t) = -10000\pi \sin 2000\pi t \text{ kHz}$, 最大频偏 $\Delta f_m = 5\text{kHz}$, 信号带宽 $B = 12\text{kHz}$, 此信号消耗在单位电阻上的功率 $P_u = 2\text{W}$ 。

(3) 已知某调频波的频谱结构 (幅度谱) 如图所示, 调制信号 $u_\Omega = U_{\Omega m} \cos \Omega t$, 由图可知该调频波的调制信号频率 $F = 100\text{MHz}$; 忽略周大福小于未调载波振幅 (1V) 的 10% 的边频分量, 则该调频波的调频指数 $m_f = 3$, 信号带宽 $B_{FM0.1} = 800\text{MHz}$, 最大偏频 $\Delta f_m = 49\text{MHz}$ 。

(4) 已知调制信号 $u_\Omega = U_\Omega \cos \Omega t$, 载波 $u_c = U_c \cos \omega_c t$, 用 u_Ω 对 u_c 进行调频 (FM), 调频灵敏度为 k_f , 则 $u_{FM} = U_\Omega \cos(\Omega t + \frac{k_f U_c}{\Omega} \sin \omega_c t)$ 用 u_Ω 对 u_c 进行调幅 (AM), 调幅灵敏度为 k_a , 则 $u_{AM} = U_\Omega (1 + \frac{k_a U_c}{u_\Omega} \cos \omega_c t) \cos \Omega t$ 。

(5) 调频的方法有直接调频和间接调频两种。调相的方法有直接调相和间接调相两种。

(6) 所谓间接调频法是指先对调制信号进行积分, 再用此信号对载波进行相位调制, 所谓间接调相法是指先对调制信号进行微分, 再用此信号对载波进行频率调制。

(7) 直接调频法是利用调制信号直接控制振荡器的振荡频率而实现调频的。直接调频常采用压控振荡器来实现, 最常用的压控元件是压控变容二极管。

(8) 直接调频器的主要优点是容易获得较大的频偏, 主要缺点是调频波中心频率的稳定性差。间接调频器的主要缺点是不能直接获得较大的调频频偏 Δf_m 。

(9) 在变容二极管构成的直接调频电路中, 变容二极管必须工作在反向偏置状态。此时的变容二极管相当于非线性元件。变容二极管的结电容变化指数 $\gamma = 2$ 时可获得线性调频。

(10) 在变容二极管构成的直接调频电路中, 若调制信号幅度为 $U_{\Omega m}$, 变容二极管的结电容变化指数为 γ , FM 信号的载波频率为 f_0 , 调制指数为 m , 则它产生的 FM 信号的最大偏频 $\Delta f_m = U_{\Omega m} f_0$, 调频灵敏度 $k_f = 2\pi f_0 m$ 。

(11) 晶体振荡器直接调频电路的优点是可获得较高的频率稳定度, 但其缺点是最大偏频 Δf_m 很小。

(12) 振幅鉴频器的基本原理是利用频率-幅度线性变换网络进行频率-幅度的变换, 将调频波变换为调频-调幅波, 再通过包络检波器将调制信号恢复出来。在失谐回路式振幅鉴频器中, 实现频率-幅度变换的网络是 LC 并联谐振网络。

(13) 相位鉴频器的基本原理是利用频率-相位线性变换网络进行频率-幅度的变换, 将调频波变换为调频-调波, 再通过相位检波器将调制信号恢复出来。

(14) 比例鉴频器是互感耦合相位鉴频器的改进形式,它具有自限幅能力。

(15) 正交鉴频器的基本原理是将 FM 信号与 90° 移相后的 FM 信号相乘,再经低通滤波器就可将调制信号恢复出来。它由相乘器和低通滤波器组成。

(16) 鉴相器可分为乘积型鉴相器和叠加型鉴相器两种。

(17) 乘积型鉴相器的电路由相乘器和低通滤波器组成。它在电路结构上与乘积型同步检波器相同;它具有正弦型的鉴相特性,线性鉴相范围是 $|\phi(t)| \leq \frac{\pi}{12}$ 。

(18) 叠加型鉴相器的电路由相加器和包络检波器组成。它在电路结构上与叠加型同步检波器相同;它具有正弦型的鉴相特性。当平衡式叠加型鉴相器的两个正交输入信号的振幅相等时,它的线性鉴相范围是 $|\phi(t)| \leq \frac{\pi}{6}$ 。

(19) 互感耦合相位鉴频器中的频率-相位变换网络将 FM 信号变为 FM-PM 信号,变换后的信号与原 FM 信号经叠加后,变成两个 FM-AM 信号,再经包络检波器后即可恢复出原调制信号。互感耦合相位鉴频器中的频率-相位变换网络是互感 M 耦合双调谐回路,其中的鉴相器属于平衡式叠加型鉴相器。

第七章

(1) 反馈控制电路的组成部分有比较器,控制信号发生器,可控器件,反馈网络。

(2) 反馈控制电路中的比较器根据输入比较信号参量的不同,可分为自动增益控制 (AGC),自动频率控制 (AFC),自动向为控制 (APC) 三种。

(3) 自动增益控制电路又称自动电平控制 (ALC) 电路,比较器比较的参量是电平,自动增益控制电路的核心电路是可控增益放大器。

(4) 自动频率控制电路中,比较的参量是频率;常用的频率比较电路有鉴频器,混频-鉴频器两种。

(5) 自动相位控制电路又称自动相位误差控制系统,比较器比较的参量是相位。级别的锁相环路由鉴相器 (PD),环路滤波器 (LF),压控振荡器 (VCO) 三部分组成。锁相环在锁定时,只有剩余相位差,而没有剩余频差。

(6) 锁相环实际上是一个自动相位误差控制系统,当环路达到锁定状态时,输出信号与输入信号两者的关系是

$$\omega_c = \omega_{io}.$$

第八章

(1) 数字调制的定义是指用数字基带信号控制高频载波的过程。

(2) 和模拟调制一样,数字调制方式有振幅键控 (ASK),频率键控 (FSK)和相位键控 (PSK) 三种。

(3) 数字调制可以分为二进制调制和多进制调制两种。

(4) 二进制数字调制方式可以分为二进制振幅键控 (2ASK),二进制频移键控 (2FSK),二进制相移键控 (2PSK)和二进制差分相移键控 (2DPSK) 四种。

(5) 二进制幅度键控是指用数字基带信号控制高频正弦载波的振幅。其调制方法有模拟相乘法和键控法两种;解调方法有相干解调法和非相干解调法两种。

(6) 二进制频移键控是指用数字基带信号控制高频正弦载波的频率。其调制方法有模拟调频法和键控法两种;解调方法主要有分路解调法和过零检测法两种。

(7) 一路 2FSK 信号可看作是 $s_1(t) \cos \omega_1 t$ 信号和 $s_2(t) \cos \omega_2 t$ 信号的叠加。

(8) 二进制相移键控是指用数字基带信号控制高频正弦载波的相位。其调制方法有模拟相乘法和键控法两种;解调方法主要有相干解调法。

(9) 二进制相移键控在解调时会出现“倒 π ”现象,因此二进制差分相移键控方式应运而生。

(10) 二进制差分相移键控是指利用前后相邻码元的初始绝对相位的变化来传送数字信息。

(11) 二进制差分相移键控可看作将绝对码变换为相对码,再对其进行二进制相移键控。其中的变换规则是 $b_n = a_n \oplus b_{n-1}$ 。

(12) 二进制差分相移键控的解调方法主要有极性比较法和相位比较法两种。其反码变换规则是 $a_n = b_n \oplus b_{n-1}$ 。

第九章

(1) 软件无线电以标准化,通用化,模块化的硬件为平台,通过通用信令处理实现无线通信的各种功能。

(2) DDC 中如果采用 DSP 对 1MHz 带宽的信号采样,实际采样频率最低应为 2.5MHz,要求该 DSP 至少具备 250MIPS 的运算能力。

(3) 硬件体系结构的物理介质主要是 GPP,DSP和FPGA。其中 DSP 最适合进行 DDC 中的高强度数字运算。