

TRẦN QUANG VINH (CHỦ BIÊN) VÀ CHỦ VĂN AN

**NGUYÊN LÝ
KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ**

NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC - 2005

LỜI NÓI ĐẦU

TÀI LIỆU "NGUYÊN LÝ KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ" TRÌNH BÀY VỀ NGUYÊN TẮC HOẠT ĐỘNG CƠ BẢN CỦA CÁC LINH KIỆN VÀ MẠCH ĐIỆN TỬ THÔNG DỤNG. NGÀY NAY KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ ĐƯỢC ÁP DỤNG HẾT SỨC RỘNG RÃI TRONG NHIỀU LĨNH VỰC KHOA HỌC CÔNG NGHỆ VÀ ĐỜI SỐNG. TA CÓ THỂ THẤY SỰ HIỆN DIỆN CỦA CÁC MẠCH ĐIỆN TỬ NGAY TRONG CÁC THIẾT BỊ TẠI GIA ĐÌNH, CÔNG SỞ NHƯ TỪ CHIẾC MÁY THU VÔ TUYẾN TRUYỀN HÌNH TỚI HỆ THỐNG MÁY VI TÍNH HIỆN ĐẠI. KIẾN THỨC CƠ BẢN VỀ ĐIỆN TỬ LÀ HÀNH TRANG KHÔNG THỂ THIẾU ĐƯỢC CHO CÁC SINH VIÊN CHUYÊN NGÀNH MÀ CÒN CÓ THỂ LÀ CÔNG CỤ TỐT CHO CÁN BỘ VÀ SINH VIÊN CÁC NGÀNH KHÁC LIÊN QUAN HAM MUỐN TÌM HIỂU KỸ THUẬT TIỀN TIẾN. DO ĐÓ TÀI LIỆU ĐÃ ĐƯỢC CỐ GẮNG BIÊN SOẠN SAO CHO ĐẢM BẢO ĐỦ NHỮNG NỘI DUNG CƠ BẢN NHƯNG VẪN CẬP NHẬT ĐƯỢC NHỮNG VẤN ĐỀ HIỆN ĐẠI TRONG MỘT KHUÔN KHỔ HẠN CHẾ. SÁCH ĐÃ ĐƯỢC DÙNG LÀM TÀI LIỆU GIẢNG DẠY CHO SINH VIÊN BẮT ĐẦU HỌC VỀ KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ TRONG CÁC NGÀNH ĐIỆN TỬ - VIỄN THÔNG, CÔNG NGHỆ THÔNG TIN, VẬT LÝ KỸ THUẬT, ... THUỘC ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI TRONG NHỮNG NĂM GẦN ĐÂY. DO VẬY NHỮNG KIẾN THỨC TIỀN QUYẾT ĐÒI HỎI NGƯỜI ĐỌC KHÔNG NHIỀU NGOÀI MỘT SỐ HIỂU BIẾT LIÊN QUAN ĐẾN CÁC CƠ SỞ TOÁN HỌC VÀ VẬT LÝ.

SÁCH ĐƯỢC CHIA THÀNH 9 CHƯƠNG. BA CHƯƠNG ĐẦU TÓM LƯỢC NHỮNG KHÁI NIỆM CƠ BẢN LIÊN QUAN ĐẾN TÍN HIỆU, MẠCH ĐIỆN VÀ HỆ THỐNG ĐIỆN TỬ. CHƯƠNG 4 TRÌNH BÀY VỀ CÁC DỤNG CỤ BÁN DẪN - LÀ NHỮNG LINH KIỆN CHỦ YẾU CỦA KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ HIỆN ĐẠI - CŨNG NHƯ CÁC MẠCH ĐIỆN TỬ KHUẾCH ĐẠI CƠ BẢN NHẤT SỬ DỤNG CÁC LINH KIỆN NÀY. CHƯƠNG 5 TRÌNH BÀY VỀ CÁC MẠCH PHÁT SÓNG, MỘT THÀNH PHẦN RẤT HAY GẶP TRONG CÁC HỆ THỐNG ĐIỆN TỬ. CHƯƠNG 6 VÀ CHƯƠNG 7 ĐI SÂU VÀO TÌM HIỂU KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ PHI TUYẾN. ĐÓ LÀ CÁC MẠCH ĐIỀU CHẾ, GIẢI ĐIỀU CHẾ, TRỘN TẦN, ... DÙNG NHIỀU TRONG KỸ THUẬT THÔNG TIN, PHÁT THANH, TRUYỀN HÌNH, KỸ THUẬT DẪN ĐƯỜNG, V.V... CHƯƠNG 8 ĐỀ CẬP TỚI MỘT LĨNH VỰC GIÁP RANH GIỮA KỸ ĐIỆN TỬ TƯƠNG TỰ (ANALOG) VÀ ĐIỆN TỬ SỐ (DIGITAL), ĐÓ LÀ CÁC MẠCH BIẾN ĐỔI D/A VÀ A/D. CUỐI

CÙNG, CHƯƠNG 9 CUNG CẤP CHO NGƯỜI ĐỌC KIẾN THỨC VỀ MỘT SỐ MẠCH
NGUỒN NUÔI HỆ THỐNG ĐIỆN TỬ ĐIỂN HÌNH.

CUỐN SÁCH CHẮC KHÔNG TRÁNH KHỎI CÁC THIẾU SÓT, VÌ VẬY CHÚNG TÔI MONG
NHẬN ĐƯỢC Ý KIẾN ĐÓNG GÓP CỦA BẠN ĐỌC. CÁC Ý KIẾN XIN GỬI VỀ:

BỘ MÔN ĐIỆN TỬ VÀ KỸ THUẬT MÁY TÍNH, KHOA ĐIỆN TỬ - VIỄN THÔNG, TRƯỜNG
ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ, ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI, 144 ĐƯỜNG XUÂN THỦY, QUẬN
CẦU GIẤY, HÀ NỘI.

HOẶC

CÔNG TY CỔ PHẦN SÁCH ĐẠI HỌC - DẠY NGHỀ, TRỰC THUỘC NHÀ XUẤT BẢN GIÁO
DỤC, 25 HÀN THUYỀN - HÀ NỘI.

CÁC TÁC GIẢ

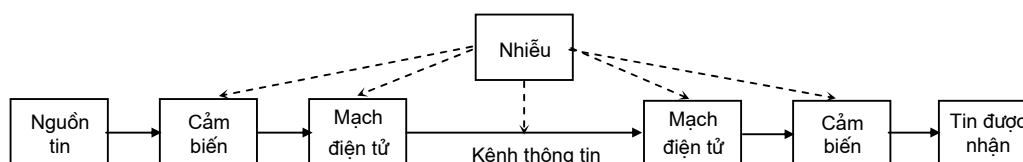
CHƯƠNG 1

KHÁI NIỆM CHUNG VỀ HỆ THỐNG ĐIỆN TỬ

1.1. TÍN HIỆU, MẠCH ĐIỆN VÀ HỆ THỐNG ĐIỆN TỬ

MỤC TIÊU CỦA GIÁO TRÌNH NÀY LÀ NGHIÊN CỨU VỀ NGUYÊN LÝ KỸ THUẬT *MẠCH ĐIỆN TỬ*. CỤ THỂ LÀ CÁC MẠCH ĐIỆN TỬ TƯƠNG TỰ. CÁC MẠCH NÀY ĐƯỢC THIẾT KẾ XÂY DỰNG TRÊN CƠ SỞ KẾT NỐI CÁC *LINH KIỆN ĐIỆN TỬ* NHƯ ĐIỆN TRỞ, TỤ ĐIỆN, CUỘN CẢM, CÁC DỤNG CỤ BÁN DẪN, V.V... VỚI NHAU. HƠN NỮA, TỪ CÁC MẠCH ĐIỆN TỬ CƠ BẢN, NGƯỜI TA CÓ THỂ TỔ HỢP CHÚNG LẠI ĐỂ TẠO NÊN CÁC *HỆ THỐNG ĐIỆN TỬ* ĐƯỢC DÙNG CHO MỘT HOẶC NHIỀU MỤC ĐÍCH NÀO ĐÓ. LAN TRUYỀN TRONG MẠCH LÀ CÁC *TÍN HIỆU ĐIỆN*, ĐÓ LÀ BIỂU HIỆN VẬT LÝ CỦA *TIN TỨC*. TRONG CÁC MẠCH ĐIỆN TỬ, DẠNG VẬT LÝ CỦA TÍN HIỆU LÀ DÒNG ĐIỆN, ĐIỆN ÁP, V.V... VÀ TỔNG QUÁT LÀ CÁC SÓNG ĐIỆN TỪ.

VÌ NHỮNG LÝ DO VỪA ĐƯỢC NÊU, TÍN HIỆU VÀ MẠCH ĐIỆN LÀ HAI KHẤU CÓ MỐI QUAN HỆ CHẶT CHẼ VÀ BỔ SUNG CHO NHAU CẦN ĐƯỢC CHÚ TRỌNG TRONG VIỆC NGHIÊN CỨU THIẾT KẾ XÂY DỰNG NÊN CÁC HỆ THỐNG ĐIỆN TỬ. CÁC HỆ THỐNG NÀY LÀ KHÔNG THỂ THIẾU TRONG NHỮNG ỨNG DỤNG THUỘC CÔNG NGHỆ THÔNG TIN VÀ TRUYỀN THÔNG HIỆN ĐẠI. CÓ THỂ MÔ TẢ ĐƠN GIẢN MỘT HỆ THỐNG ĐÓ NHƯ HÌNH 1.1 SAU.



HÌNH 1.1. CÁC THÀNH PHẦN TRONG MỘT HỆ THỐNG ĐIỆN TỬ.

TIN TỨC NHƯ TIẾNG NÓI, HÌNH ẢNH, SỐ LIỆU, V.V... TỪ NGUỒN TIN QUA CÁC *CẢM BIẾN* ĐƯỢC CHUYỂN ĐỔI THÀNH CÁC TÍN HIỆU ĐIỆN TƯƠNG ỨNG. THÍ DỤ KHI MỘT CẢM BIẾN NHƯ MICROPHONE ĐƯỢC ĐẶT TRƯỚC MỘT NGƯỜI ĐANG NÓI, HAI ĐẦU LỐI RA CỦA NÓ SẼ XUẤT HIỆN MỘT ĐIỆN ÁP BIẾN THIÊN CÓ BIÊN ĐỘ TỶ LỆ VỚI ÁP SUẤT ÂM THANH. TÍN HIỆU NÀY ĐƯỢC ĐƯA TỚI LỐI VÀO CỦA MẠCH ĐIỆN TỬ ĐỂ GIA CÔNG, XỬ LÝ. TRONG TRƯỜNG HỢP NÀY LÀ MỘT MẠCH KHUẾCH ĐẠI, CÓ TÁC DỤNG TĂNG BIÊN ĐỘ CỦA TÍN HIỆU Ở LỐI VÀO CỦA MẠCH (LÀ LỐI RA CỦA

MICROPHONE) TỪ CỖ MILI-VÔN LÊN HÀNG VÔN HOẶC VÀI CHỤC VÔN ĐỦ ĐỂ KÍCH MỘT BỘ PHÁT CÔNG SUẤT RA LOA. TRONG VÀI TRƯỜNG HỢP KHÁC, MẠCH ĐIỆN LẠI CÓ CHỨC NĂNG NHƯ ĐIỀU CHẾ TÍN HIỆU, ĐỔI TẦN, MÃ HOÁ, V.V... NẾU CẦN TRUYỀN ĐI XA, TÍN HIỆU NÀY ĐƯỢC GỬI QUA MỘT HOẶC VÀI KÊNH THÔNG TIN. CÁC KÊNH NÀY LÀ CÁC MÔI TRƯỜNG TRUYỀN SÓNG ĐIỆN TỪ, THÍ DỤ NHƯ CÁP ĐỒNG TRỤC, CÁP QUANG HOẶC KHÔNG GIAN XUNG QUANH (TRONG TRƯỜNG HỢP THÔNG TIN VÔ TUYẾN). Ở ĐẦU KIA CỦA KÊNH, MỘT MẠCH ĐIỆN THU CÓ NHIỆM VỤ THU NHẬN TÍN HIỆU NÀY RỒI GIA CÔNG, XỬ LÝ NÓ CHO NHỮNG MỤC ĐÍCH NÀO ĐÓ, THÍ DỤ NHƯ KHUẾCH ĐẠI, TÁI TẠO LẠI DẠNG GỐC CỦA TÍN HIỆU, GIẢI ĐIỀU CHẾ, GIẢI MÃ, V.V... TRONG CẢ HỆ THỐNG NHƯ VẬY, NGOÀI TÍN HIỆU NHƯ TA VỪA NÓI, ĐƯỢC QUY ƯỚC GỌI LÀ THÀNH PHẦN *TÍN HIỆU CÓ ÍCH*, HỆ THỐNG LUÔN LUÔN CHỊU TÁC ĐỘNG CỦA RẤT NHIỀU NGUYÊN NHÂN KHÁC NHAU LÀM ẢNH HƯỞNG TỚI TÍN HIỆU. THÍ DỤ NHƯ THĂNG GIÁNG CỦA CÁC ĐIỆN TỬ NHIỆT GÂY NÊN MỘT DÒNG ĐIỆN CÓ BIÊN ĐỘ VÀ PHA THAY ĐỔI NGẪU NHIÊN GỌI LÀ *ỒN NHIỆT* TRONG LỐI VÀO CỦA CÁC BỘ KHUẾCH ĐẠI ĐIỆN TỬ CÓ MỨC TÍN HIỆU RẤT THẤP, CÁC SÓNG ĐIỆN TỪ CỦA DÒNG ĐIỆN THÀNH PHỐ 50 HZ, CÁC XUNG ĐIỆN PHÁT RA TỪ CÁC THIẾT BỊ ĐIỆN TRONG PHÒNG THÂM NHẬP VÀO CÁC HỆ ĐIỆN TỬ, V.V... CÁC TÁC ĐỘNG NÀY GỌI CHUNG LÀ *NHIỄU* VÀ ĐƯỢC COI NHƯ MỘT THÀNH PHẦN TÍN HIỆU VÔ ÍCH. *NHIỄU* ĐƯỢC CỘNG HOẶC NHÂN VỚI THÀNH PHẦN TÍN HIỆU CÓ ÍCH GÂY NÊN SỰ MÉO DẠNG TÍN HIỆU HOẶC LÀM TÍN HIỆU BỊ NHẬN CHÌM TRONG NÓ. TRONG NHIỀU TRƯỜNG HỢP, ĐIỀU NÀY LÀM CHO MẠCH ĐIỆN THU KHÔNG THỂ PHÁT HIỆN RA ĐƯỢC TÍN HIỆU CÓ ÍCH NẾU KHÔNG CÓ SỰ GIA CÔNG XỬ LÝ THÍCH HỢP. VÌ VẬY VIỆC CHỐNG LẠI CÁC CAN NHIỄU HAY LÀM GIẢM ẢNH HƯỞNG CỦA CHÚNG LÀ MỘT TRONG NHỮNG NHIỆM VỤ QUAN TRỌNG CỦA THIẾT KẾ MẠCH ĐIỆN TỬ.

1.2. CÁC ĐẠI LƯỢNG CƠ BẢN CỦA TÍN HIỆU

CÁC ĐẠI LƯỢNG ĐIỆN CƠ BẢN TRONG MỘT MẠCH ĐIỆN TỬ BAO GỒM: ĐIỆN TÍCH, ĐIỆN THẾ, HIỆU ĐIỆN THẾ, DÒNG ĐIỆN, TRỞ KHÁNG VÀ CÔNG SUẤT. CÁC ĐẠI LƯỢNG NÀY ĐÃ ĐƯỢC KHẢO SÁT RẤT KỸ TRONG CÁC GIÁO TRÌNH ĐIỆN TỬ HỌC. Ở ĐÂY CHỈ NHẮC LẠI MỘT CÁCH KHÁI QUÁT CÁC ĐỊNH NGHĨA VÀ ÁP DỤNG CHÚNG TRONG CÁC MẠCH ĐIỆN TỬ.

ĐIỆN TÍCH LÀ MỘT THUỘC TÍNH CỦA VẬT CHẤT. CÁC LOẠI VẬT LIỆU (BAO HÀM CẢ VẬT DẪN ĐIỆN HOẶC CÁCH ĐIỆN) ĐỀU ĐƯỢC TẠO THÀNH TỪ CÁC NGUYÊN TỬ TRONG ĐÓ CÓ HẠT NHÂN VÀ CÁC ĐIỆN TỬ. TÍNH CHẤT DẪN ĐIỆN CỦA VẬT LIỆU

PHỤ THUỘC VÀO CÁC ĐIỆN TỬ LIÊN KẾT YẾU VỚI NGUYÊN TỬ. MỖI ĐIỆN TỬ MANG MỘT ĐIỆN TÍCH BẰNG $1,6 \times 10^{-19}$ COULOMB, KÝ HIỆU LÀ C. COULOMB LÀ MỘT ĐƠN VỊ ĐIỆN TÍCH ĐƯỢC CHUẨN HOÁ VÀ NHƯ VẬY NÓ TƯƠNG ĐƯƠNG VỚI TỔNG ĐIỆN TÍCH CỦA CỖ $6,25 \times 10^{18}$ ĐIỆN TỬ. CÁC ĐIỆN TÍCH TRONG TỰ NHIÊN CÓ GIÁ TRỊ BẰNG SỐ NGUYÊN LẦN ĐIỆN TÍCH CỦA MỘT ĐIỆN TỬ. ĐIỆN TÍCH CỦA ĐIỆN TỬ ĐƯỢC QUY ƯỚC CÓ DẤU ÂM (-), DO VẬY ĐIỆN TÍCH CỦA HẠT NHÂN NGUYÊN TỬ CÓ DẤU DƯƠNG (+).

SỰ TỒN TẠI CỦA CÁC ĐIỆN TÍCH CÓ THỂ ĐƯỢC PHÁT HIỆN QUA SỰ TƯƠNG TÁC LỰC GIỮA CHÚNG. LỰC TƯƠNG TÁC ĐÓ ĐƯỢC XÁC ĐỊNH NHƯ SAU:

$$F = F_E(Q_1, Q_2, R) + F_M(Q_1, V_1, Q_2, V_2, R)$$

TRONG ĐÓ F_E LÀ LỰC TĨNH ĐIỆN PHỤ THUỘC VÀO VỊ TRÍ CỦA CÁC ĐIỆN TÍCH, F_M LÀ LỰC TỪ PHỤ THUỘC VÀO VỊ TRÍ VÀ CHUYỂN ĐỘNG CỦA CÁC ĐIỆN TÍCH;

Q_1 VÀ Q_2 LÀ GIÁ TRỊ TƯƠNG ỨNG CỦA HAI ĐIỆN TÍCH, V_1 VÀ V_2 LÀ VẬN TỐC CHUYỂN ĐỘNG CỦA 2 ĐIỆN TÍCH VÀ R LÀ KHOẢNG CÁCH GIỮA CHÚNG.

NĂNG LƯỢNG TRAO ĐỔI GIỮA CÁC ĐIỆN TÍCH SẼ SINH RA **LỰC ĐIỆN**. LỰC NÀY GÂY NÊN CHUYỂN ĐỘNG CỦA CÁC ĐIỆN TÍCH VÀ SINH RA CÔNG.

ĐIỆN THẾ V_X TẠI MỘT ĐIỂM X TRONG KHÔNG GIAN LÀ CÔNG PHẢI THỰC HIỆN ĐỂ ĐƯA MỘT ĐƠN VỊ ĐIỆN TÍCH TỪ VÔ CÙNG ĐẾN ĐIỂM ĐÓ. NẾU MỘT ĐIỂM Y KHÁC CÓ ĐIỆN THẾ LÀ V_Y THÌ HIỆU SỐ ĐIỆN THẾ GIỮA 2 ĐIỂM X VÀ Y GỌI LÀ **ĐIỆN ÁP** GIỮA HAI ĐIỂM ĐÓ, CÓ THỂ ĐƯỢC KÝ HIỆU LÀ U_{XY} . ĐIỆN ÁP NÀY ĐƯỢC QUY ƯỚC LÀ DƯƠNG NẾU ĐIỂM X CÓ ĐIỆN THẾ DƯƠNG SO VỚI ĐIỂM Y VÀ NGƯỢC LẠI. TỨC LÀ:

$$U_{XY} = -U_{YX}$$

THEO ĐỊNH NGHĨA TRÊN, NẾU GỌI A LÀ CÔNG DO LỰC ĐIỆN SINH RA ĐỂ CHUYỂN LƯỢNG ĐIỆN TÍCH Q ĐI TỪ ĐIỂM X ĐẾN Y THÌ HIỆU THẾ U BẰNG:

$$U_{xy} = \frac{A}{Q}$$

TRONG SƠ ĐỒ MẠCH ĐIỆN, THƯỜNG BỎ QUA CÁC CHỈ SỐ KÉP VÀ THƯỜNG VIẾT ĐIỆN ÁP SO VỚI MỘT ĐIỂM ĐƯỢC CHỌN LÀM ĐIỂM GỐC NHƯ THÍ DỤ VỚI ĐIỂM Z SAU:

$U_{xz} = 5V$, $U_{yz} = 7V \rightarrow$ VIẾT: $U_x = 5V$ VÀ $U_y = 7V$ VÌ COI ĐIỆN THẾ Ở ĐIỂM GỐC Z LÀ 0 V.

KHI ĐÓ NÓI ĐIỆN ÁP Ở MỘT ĐIỂM NÀO ĐÓ CÓ NGHĨA LÀ ĐIỆN THẾ CỦA ĐIỂM ĐÓ SO VỚI GỐC CHUNG.

DÒNG ĐIỆN LÀ LƯỢNG ĐIỆN TÍCH CHUYỂN DỜI QUA DÂY DẪN HAY QUA CÁC PHẦN TỬ CỦA MẠCH ĐIỆN TRONG MỘT ĐƠN VỊ THỜI GIAN (DÒNG ĐIỆN DẪN) HAY CÓ KHI CHỈ LÀ SỰ BIẾN THIÊN CỦA ĐIỆN TRƯỜNG THEO THỜI GIAN (DÒNG ĐIỆN DỊCH). CHIỀU CỦA DÒNG ĐIỆN TRONG MẠCH ĐƯỢC QUY ƯỚC CHẢY TỪ NƠI CÓ ĐIỆN THẾ CAO (+) TỚI NƠI CÓ ĐIỆN THẾ THẤP (-). DO ĐỊNH NGHĨA NHƯ VẬY DÒNG ĐIỆN I TRÊN MỘT ĐOẠN MẠCH CÓ LƯỢNG ĐIỆN TÍCH Q CHUYỂN QUA TRONG THỜI GIAN T SẼ LÀ:

$$I = \frac{Q}{t}$$

CÔNG SUẤT LÀ CÔNG MÀ DÒNG ĐIỆN SẢN RA TRÊN ĐOẠN MẠCH TRONG MỘT ĐƠN VỊ THỜI GIAN. DO ĐÓ CÔNG SUẤT P ĐƯỢC SINH RA BỞI DÒNG ĐIỆN I KHI CHẢY GIỮA 2 ĐIỂM CỦA ĐOẠN MẠCH CÓ ĐIỆN ÁP ĐẶT VÀO U SẼ LÀ:

$$P = \frac{\text{công}}{\text{thời gian}} = \frac{\text{công}}{\text{điện tích}} \times \frac{\text{điện tích}}{\text{thời gian}} = \frac{A}{Q} \times \frac{Q}{t} = UI$$

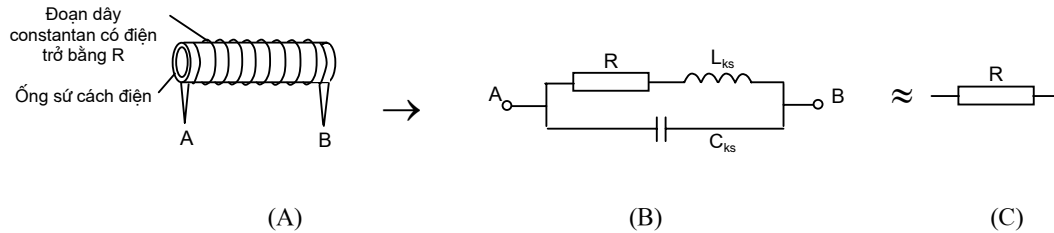
TRONG THỰC TẾ CÒN TÍNH ĐẾN CÔNG SUẤT TRUNG BÌNH TRONG MỘT KHOẢNG THỜI GIAN T ĐÃ CHO. GIÁ TRỊ NÀY GỌI LÀ **CÔNG SUẤT HIỆU DỤNG** VÀ BẰNG:

$$P_{\text{eff}} = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt$$

1.3. CÁC PHẦN TỬ THỰC VÀ PHẦN TỬ LÝ TƯỞNG CỦA MẠCH ĐIỆN

PHÂN TÍCH QUÁ TRÌNH XẢY RA TRONG MẠCH ĐIỆN LÀ PHẢI TÌM ĐƯỢC CÁC GIÁ TRỊ VÀ DẠNG CỦA DÒNG ĐIỆN HOẶC ĐIỆN ÁP TRÊN CÁC PHẦN TỬ, LINH KIỆN, ĐOẠN MẠCH, V.V... TRONG MỘT TRƯỜNG HỢP NÀO ĐÓ. CÁC PHẦN TỬ TRONG MẠCH ĐIỆN THỰC TẾ LÀ CÁC PHẦN TỬ THỰC. CHÚNG BAO GỒM CẢ CÁC THÔNG SỐ CHÍNH VÀ CÁC THÔNG SỐ KÝ SINH. ĐỂ RÕ KHÁI NIỆM NÀY TA HÃY LẤY MỘT THÍ DỤ VỀ MỘT ĐIỆN TRỞ ĐƯỢC CHẾ TẠO BẰNG CÁCH QUẤN DÂY CÓ ĐIỆN TRỞ SUẤT CAO (NHƯ CONSTANTAN) LÊN MỘT ỐNG SỨ CÁCH ĐIỆN NHƯ HÌNH VẼ 1.2.A. VÌ ĐOẠN DÂY CONSTANTAN ĐƯỢC CUỐN TRÊN LỖI SỨ THEO DẠNG LÒ XO RUỘT GÀ ĐÃ TẠO NÊN MỘT CUỘN ĐIỆN CẢM CÓ GIÁ TRỊ ĐIỆN CẢM TUY RẤT NHỎ L_{KS} , CÓ KHI CHỈ CỠ

PHẦN MUỖI μH ($10^{-7} H$), NHƯNG VẪN KHÁC KHÔNG. CHỈ SỐ KS VIẾT TẮT TỪ CHỮ "KÝ SINH" CÓ NGHĨA LÀ PHẦN TỬ TẠP TÁN, NHỎ SO VỚI GIÁ TRỊ BÌNH THƯỜNG. MẶT KHÁC, CÁC VÒNG DÂY ĐƯỢC CUỐN SÁT NHAU NHƯNG CÁCH ĐIỆN VỚI NHAU ĐÃ TẠO NÊN CÁC BẢN TỤ KÝ SINH MÀ TỔNG ĐIỆN DUNG CỦA CHÚNG TUY RẤT NHỎ, CHỈ CỖ $1PF$ ($10^{-12} F$), NHƯNG VẪN KHÁC KHÔNG. NHƯ VẬY, MỘT CÁCH CHÍNH XÁC SƠ ĐỒ THỰC CỦA CÁI ĐIỆN TRỞ KHÔNG CHỈ ĐƠN THUẦN CÓ ĐIỆN TRỞ R CỦA ĐOẠN DÂY CONSTANTAN NHƯ TRONG SƠ ĐỒ LÝ TƯỞNG Ở HÌNH 1.2.C MÀ CÒN PHẢI THÊM VÀO MỘT CUỘN CẢM L_{KS} MẮC NỐI TIẾP VỚI NÓ VÀ MỘT TỤ ĐIỆN C_{KS} MẮC SONG SONG VỚI CẢ HAI NHƯ HÌNH 1.2.B.



HÌNH 1.2. PHẦN TỬ THỰC VÀ LÝ TƯỞNG.

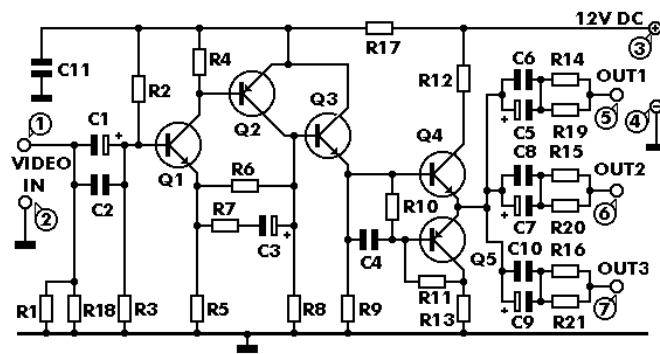
NHƯ VÊ SAU SẼ THẤY, GIÁ TRỊ TRỞ KHÁNG CỦA CÁC PHẦN TỬ KÝ SINH NÀY PHỤ THUỘC VÀO TẦN SỐ. DO ĐÓ KHI PHÂN TÍCH MẠCH ĐIỆN CHỨA CÁC PHẦN TỬ HOẠT ĐỘNG THỰC TẾ Ở MỘT DẢI TẦN SỐ KHÔNG QUÁ ĐẶC BIỆT THÌ THƯỜNG NGƯỜI TA ĐƠN GIẢN HOÁ, COI CÁC PHẦN TỬ CỦA MẠCH LÀ LÝ TƯỞNG, TỨC LÀ GIÁ TRỊ CỦA CÁC THÔNG SỐ KÝ SINH BẰNG KHÔNG. TỨC LÀ PHẢI ĐẢM BẢO RẰNG GIÁ TRỊ CỦA CÁC THÔNG SỐ KÝ SINH TRONG DẢI TẦN SỐ TÍN HIỆU HOẠT ĐỘNG ĐÓ LÀ ĐỦ NHỎ ĐỂ CÓ THỂ BỎ QUA SO VỚI THÔNG SỐ CHÍNH, SAO CHO KẾT QUẢ PHÂN TÍCH LÀ CHẤP NHẬN ĐƯỢC. THÍ DỤ VỚI CÁI ĐIỆN TRỞ THÔNG THƯỜNG ĐƯỢC CHẾ TẠO NHƯ HÌNH 1.2.A CÓ GIÁ TRỊ ĐIỆN TRỞ CỖ 1.000Ω THÌ CÓ THỂ THIẾT KẾ CHO SỬ DỤNG TRONG CÁC MẠCH ĐIỆN KHUẾCH ĐẠI TRONG DẢI TẦN SỐ ÂM THANH VÀI CHỤC KHZ TRỞ XUỐNG MÀ KHÔNG CẦN QUAN TÂM TỚI CÁC GIÁ TRỊ ĐIỆN CẢM VÀ ĐIỆN DUNG KÝ SINH CỦA NÓ. TRONG KHI ĐÓ NẾU PHẢI THIẾT KẾ MỘT MẠCH ĐIỆN KHÁC HOẠT ĐỘNG Ở DẢI TẦN SỐ RẤT CAO CỖ VÀI CHỤC GHZ NHƯ TRONG KỸ THUẬT RA-ĐA THÌ KHÔNG THỂ KHÔNG TÍNH ĐẾN CÁC THÔNG SỐ KÝ SINH NÀY KHI THIẾT KẾ MẠCH NẾU VẪN MUỐN DÙNG ĐẾN NÓ MÀ KHÔNG MUỐN THAY BẰNG CÁC ĐIỆN TRỞ ĐƯỢC CHẾ TẠO ĐẶC BIỆT CÓ CÁC THÔNG SỐ KÝ SINH NHỎ HƠN NỮA.

DO ĐƯỢC KHẢO SÁT TRONG DẢI TẦN SỐ KHÔNG QUÁ CAO, NHỮNG LINH KIỆN ĐƯỢC ĐỀ CẬP TỚI TRONG PHẠM VI GIÁO TRÌNH NÀY THUỘC LOẠI CÁC PHẦN TỬ ĐƯỢC COI LÀ LÝ TƯỞNG.

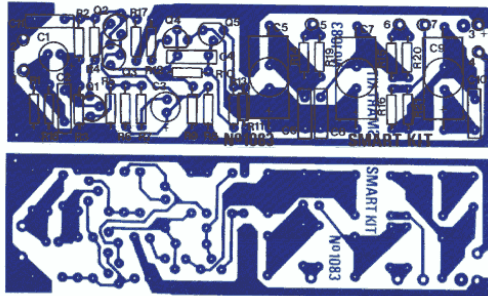
1.4. MẠCH ĐIỆN, HỆ THỐNG ĐIỆN TỬ VÀ CÁC LOẠI SƠ ĐỒ CỦA NÓ

ĐỂ THỰC HIỆN MỘT MỤC ĐÍCH NÀO ĐÓ, NHÀ THIẾT KẾ PHẢI TẬP HỢP MỘT SỐ LINH KIỆN ĐIỆN TỬ VỚI NHAU VÀ LIÊN KẾT CHÚNG LẠI VỀ PHƯƠNG DIỆN ĐIỆN ĐỂ TẠO THÀNH CÁC MẠCH ĐIỆN TỬ. CÁC LINH KIỆN NÀY CÓ THỂ LÀ NHỮNG LINH KIỆN CƠ BẢN NHƯ ĐIỆN TRỞ, TỤ ĐIỆN, CUỘN CẢM, CÁC NGUỒN THỂ HAY NGUỒN DÒNG. CHÚNG CŨNG CÓ THỂ LÀ NHỮNG CẢM BIẾN HAY CÁC PHẦN TỬ TÍCH CỰC PHỨC TẠP HƠN NHƯ TRANSISTOR HAY VI MẠCH. NỐI CÁC LINH KIỆN VỚI NHAU CÓ NGHĨA LÀ LIÊN KẾT CÁC *LỐI VÀO* HAY *LỐI RA* CỦA CHÚNG BẰNG CÁC DÂY DẪN MÀ TRONG ĐIỀU KIỆN LÝ TƯỞNG COI NHƯ CÓ ĐIỆN TRỞ DÂY BẰNG KHÔNG.

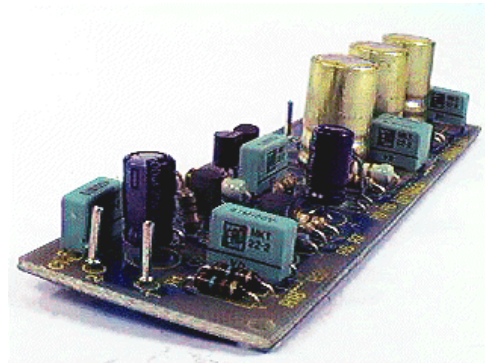
BIỂU HIỆN BẰNG BẢN VẼ CỦA CÁC MẠCH HOẶC HỆ THỐNG ĐIỆN TỬ LÀ CÁC *SƠ ĐỒ MẠCH*. CÁCH TRÌNH BÀY NHƯ HÌNH 1.1 GỌI LÀ *SƠ ĐỒ KHỐI* CỦA HỆ THỐNG ĐIỆN TỬ HAY TRONG TRƯỜNG HỢP KHÁC LÀ CỦA MẠCH ĐIỆN TỬ. HÌNH 1.3.A TRÌNH BÀY THÍ DỤ VỀ MỘT *SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ* CỦA MỘT MẠCH ĐIỆN BAO GỒM CÁC LINH KIỆN NHƯ TRANSISTOR, ĐIỆN TRỞ, TỤ ĐIỆN VÀ CÁC ĐẦU NỐI *LỐI VÀO* (INPUT), *LỐI RA* (OUTPUT). HÌNH 1.3.B LÀ SỰ THỂ HIỆN TRÊN THỰC TẾ CỦA MẠCH NÀY, ĐÓ LÀ MỘT BẢN MẠCH GỒM CÁC PHẦN DẪN ĐIỆN BẰNG ĐỒNG ĐƯỢC PHỦ TRÊN 2 MẶT MỘT MIẾNG PHÍP CÁCH ĐIỆN, GỌI LÀ *BẢN MẠCH LẮP RÁP*. TRONG TRƯỜNG HỢP NÀY BẢN MẠCH CÒN GỒM CÁC LỖ ĐỂ CẮM CHÂN CÁC LINH KIỆN VỚI CÔNG NGHỆ XUYỀN LỖ. HIỆN NAY CÒN CÓ CÔNG NGHỆ LẮP RÁP CÁC LINH KIỆN LÊN BẢN MẠCH GỌI LÀ CÔNG NGHỆ GẮN BỀ MẶT, TRONG ĐÓ CÁC CHÂN LINH KIỆN ĐƯỢC HÀN NGAY LÊN MỘT BỀ MẶT CHỨA NÓ (BẰNG THIẾT HÀN HAY CHẤT KEO DẪN ĐIỆN) CHỨ KHÔNG CẦN CẮM XUYỀN QUA LỖ VÀ HÀN CHÂN Ở BỀ MẶT KIA NHƯ CŨ. VỚI CÔNG NGHỆ GẮN BỀ MẶT HIỆN NAY NGƯỜI TA CÓ THỂ THIẾT KẾ CHẾ TẠO CÁC BẢN MẠCH IN CÓ NHIỀU LỚP, MỖI LỚP CHỨA CÁC ĐƯỜNG DÂY NỐI THẬM CHỈ CẢ LINH KIỆN ĐƯỢC TIỂU HÌNH HOÁ TRÊN NÓ. CÔNG NGHỆ NÀY CHO PHÉP GIẢM NHỎ KÍCH THƯỚC BẢN MẠCH IN ĐI RẤT NHIỀU. BẢN MẠCH LẮP RÁP ĐƯỢC THỰC HIỆN DỰA TRÊN BẢN VẼ CỦA NÓ ĐƯỢC GỌI LÀ *SƠ ĐỒ LẮP RÁP*. HÌNH 1.3.C LÀ ẢNH CHỤP BẢN MẠCH LẮP RÁP ĐÃ ĐƯỢC CẮM CÁC LINH KIỆN TRÊN ĐÓ. HÌNH 1.4 LÀ THÍ DỤ ĐƠN GIẢN SO SÁNH 2 CÔNG NGHỆ GẮN CÁC LINH KIỆN ĐIỆN TỬ LÀ: CÔNG NGHỆ XUYỀN LỖ VÀ CÔNG NGHỆ GẮN BỀ MẶT.



(a)

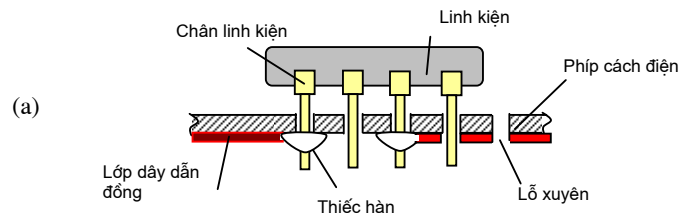


(b)



(c)

HÌNH 1.3. A) SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ MẠCH ĐIỆN. B) BẢN MẠCH LẮP RÁP. C) HÌNH ẢNH BẢN MẠCH CÓ LINH KIỆN ĐƯỢC LẮP RÁP TRÊN ĐÓ.



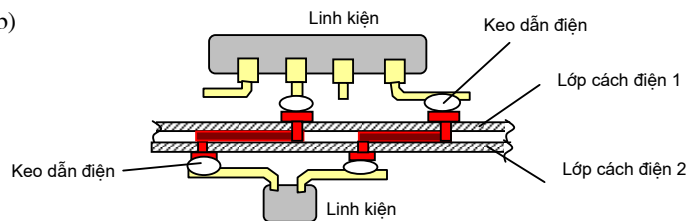
(a)

Hình 1.4. Hai công nghệ lắp ráp linh kiện lên bản mạch in:

a) Công nghệ xuyên lỗ,

b) Công nghệ gắn bề mặt.

(b)



CHƯƠNG 2

TÍN HIỆU VÀ CÁC PHƯƠNG PHÁP PHÂN TÍCH

TRONG KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ, DẠNG VẬT LÝ CUỐI CÙNG CỦA TÍN HIỆU LÀ CÁC SÓNG ĐIỆN TỬ (Ở CÁC KHÂU TRUNG GIAN NÓ CÓ THỂ Ở CÁC DẠNG KHÁC NHƯ ĐIỆN, TỪ, V.V...). TỪ ĐÂY KHI NÓI ĐẾN TÍN HIỆU TA QUY ƯỚC HIỂU NGẦM LÀ TÍN HIỆU ĐIỆN, SÓNG ĐIỆN. NÓI CHUNG TÍN HIỆU LÀ LƯỢNG VẬT LÝ BIẾN THIÊN THEO THỜI GIAN NÊN VỀ MẶT TOÁN NÓ THƯỜNG ĐƯỢC BIỂU DIỄN BẰNG MỘT BIỂU THỨC HAY ĐỒ THỊ PHỤ THUỘC THEO THỜI GIAN. THÍ DỤ: VỚI TÍN HIỆU NÓI CHUNG: $S = S(T)$, VỚI ĐIỆN ÁP: $U = U(T)$, VỚI DÒNG ĐIỆN: $I = I(T)$ VÀ VỚI TỪ THÔNG: $\phi = \phi(T)$, V.V...

2.1. TÍN HIỆU ĐƯỢC BIỂU DIỄN THEO THỜI GIAN

2.1.1. CÁC TÍN HIỆU TUẦN HOÀN VÀ KHÔNG TUẦN HOÀN ĐIỂN HÌNH

NẾU QUA CÁC KHOẢNG THỜI GIAN T NHẤT ĐỊNH, CÁC GIÁ TRỊ BẤT KỲ CỦA TÍN HIỆU LẠI LẬP LẠI NHƯ TRƯỚC THÌ TÍN HIỆU ĐÓ GỌI LÀ TUẦN HOÀN. BIỂU THỨC CỦA TÍN HIỆU TUẦN HOÀN $S(T)$ LÀ MỘT HÀM TUẦN HOÀN VỚI CHU KỲ T NHƯ SAU:

$$S(T) = S(T + T) \quad (2.1)$$

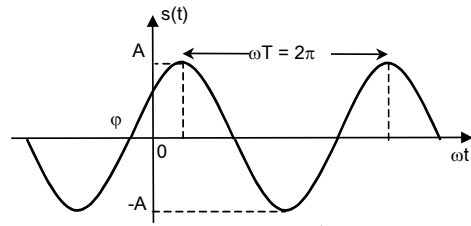
NẾU MỘT TÍN HIỆU KHÔNG TÌM ĐƯỢC GIÁ TRỊ HỮU HẠN CỦA T THỎA MÃN BIỂU THỨC (2.1) HAY NÓI CÁCH KHÁC $T \rightarrow \infty$, TA CÓ TÍN HIỆU KHÔNG TUẦN HOÀN. RÕ RÀNG TÍN HIỆU TUẦN HOÀN CHỈ LÀ MỘT TRỪU TƯỢNG TOÁN HỌC VÌ BIỂU THỨC (2.1) PHẢI THỎA MÃN VỚI MỌI T TỪ $-\infty < t < +\infty$. TUY NHIÊN NẾU KHOẢNG THỜI GIAN TỒN TẠI TÍN HIỆU ĐỦ DÀI HƠN CHU KỲ TÍN HIỆU NHIỀU THÌ CÓ THỂ COI TÍN HIỆU ĐÓ LÀ TUẦN HOÀN. THÍ DỤ, KHI ĐÓNG RỒI NGẮT MỘT DÒNG ĐIỆN HÌNH SIN TRONG MẠNG ĐIỆN THÀNH PHỐ CÓ TẦN SỐ 50HZ QUA MỘT BÓNG ĐÈN THỰC TẾ TA CHỈ CÓ ĐƯỢC MỘT ĐOẠN TÍN HIỆU TRONG KHOẢNG THỜI GIAN HỮU HẠN TỪ KHI ĐÓNG ĐẾN KHI NGẮT CÔNG TẮC. TUY NHIÊN NẾU ĐOẠN TÍN HIỆU ĐÓ, CŨNG CHÍNH LÀ THỜI GIAN QUAN SÁT LÀ 1 GIÂY ĐỦ DÀI SO VỚI CHU KỲ DÒNG ĐIỆN $T = 1/50 = 0,02$ GIÂY THÌ TA CÓ THỂ COI ĐÂY LÀ QUÁ TRÌNH TUẦN HOÀN.

TA HÃY XÉT 2 LOẠI TÍN HIỆU TUẦN HOÀN VÀ KHÔNG TUẦN HOÀN ĐIỂN HÌNH NHẤT LÀ *DAO ĐỘNG ĐIỀU HOÀ* VÀ *XUNG ĐƠN VỊ*.

DAO ĐỘNG ĐIỀU HOÀ CÓ TẦN SỐ f ĐƯỢC BIỂU DIỄN BẰNG BIỂU THỨC:

$$S(T) = A \cos(\omega T - \varphi) \quad (2.2)$$

TRONG ĐÓ A LÀ BIÊN ĐỘ, ω LÀ TẦN SỐ GÓC BẰNG $2\pi F$ VÀ φ LÀ PHA BAN ĐẦU (HAY DỊCH PHA) CỦA $s(t)$. HÌNH 2.1 LÀ ĐỒ THỊ THỜI GIAN CỦA DAO ĐỘNG ĐIỀU HOÀ. RÕ RÀNG DAO ĐỘNG NÀY LÀ MỘT TÍN HIỆU TUẦN HOÀN CÓ CHU KỲ $T = 2\pi/\omega$.

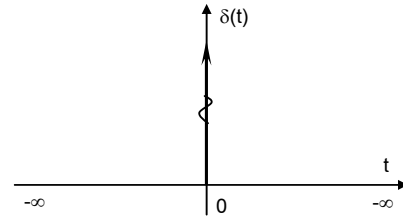


HÌNH 2.1. TÍN HIỆU ĐIỀU HOÀ.

XUNG ĐƠN VỊ HAY HÀM ĐI-RẮC ĐƯỢC ĐỊNH NGHĨA NHƯ SAU:

$$\delta(t) = \begin{cases} 0 & t \neq 0 \\ \infty & t = 0 \end{cases} \quad \text{VỚI} \quad \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt \approx \delta(t) dt = 1 \quad (2.3)$$

HÌNH 2.2. LÀ BIỂU DIỄN ĐỒ THỊ CHO XUNG ĐƠN VỊ. TA CŨNG THẤY RẰNG ĐÂY LÀ LOẠI TÍN HIỆU KHÔNG TUẦN HOÀN ĐẶC BIỆT VÀ CŨNG LÀ MỘT TRỪU TƯỢNG TOÁN HỌC, KHÔNG TỒN TẠI TRONG THỰC TẾ.



HÌNH 2.2. TÍN HIỆU XUNG ĐƠN VỊ.

TỪ TÍN HIỆU XUNG ĐƠN VỊ, NGƯỜI TA SUY RA MỘT TÍN HIỆU ĐẶC BIỆT KHÁC THÔNG DỤNG HƠN LÀ TÍN HIỆU **NẢY BẬC ĐƠN VỊ** $1(t)$, ĐƯỢC ĐỊNH NGHĨA NHƯ SAU:

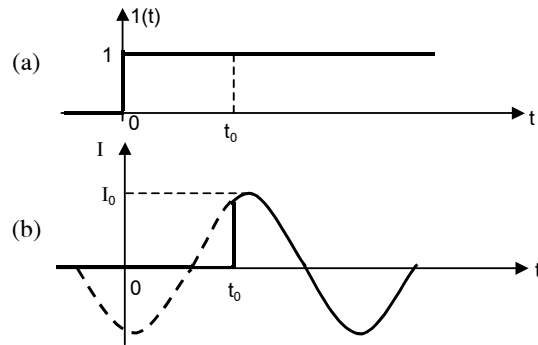
$$1(t) = \int_{-\infty}^t \delta(t) dt = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 & t \geq 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

HÌNH 2.3.A LÀ BIỂU DIỄN ĐỒ THỊ CỦA TÍN HIỆU NẢY BẬC ĐƠN VỊ VÀ HÌNH 2.3.B LÀ MỘT THÍ DỤ ỨNG DỤNG CỦA NÓ TRONG VIỆC MÔ TẢ QUÁ TRÌNH ĐÓNG MẠCH ĐIỆN MỘT TÍN HIỆU ĐIỀU HOÀ Ở MỘT THỜI ĐIỂM $T = T_0$ NÀO ĐÓ NHƯ SAU:

$$I(t) = 1(t - t_0) I_0 \cos(\omega t - \varphi)$$

DẪN GIẢI RA TA CÓ:

$$I(t) = \begin{cases} 0 & \text{khi } t < 0 \\ I_0 \cos(\omega t - \varphi) & \text{khi } t \geq t_0 \end{cases} \quad (2.5)$$



HÌNH 2.3. A) HÀM ĐƠN VỊ. B) MÔ TẢ QUÁ TRÌNH ĐÓNG DÒNG ĐIỆN ĐIỀU HOÀ TẠI THỜI ĐIỂM T_0 .

2.1.2. TÍN HIỆU XÁC ĐỊNH VÀ TÍN HIỆU NGẪU NHIÊN

TÍN HIỆU LÀ XÁC ĐỊNH (QUYẾT ĐỊNH) KHI BIỂU THỨC GIẢI TÍCH HAY ĐỒ THỊ THỜI GIAN CỦA NÓ LÀ HOÀN TOÀN BIẾT TRƯỚC. ĐIỀU ĐÓ CÓ NGHĨA LÀ GIÁ TRỊ CÁC THÔNG SỐ CỦA TÍN HIỆU HOÀN TOÀN CÓ THỂ XÁC ĐỊNH CHÍNH XÁC TẠI MỘT THỜI ĐIỂM BẤT KỲ. NHỮNG TÍN HIỆU NÀY ĐƯỢC COI LÀ TÍN HIỆU CÓ ÍCH.

TÍN HIỆU NGẪU NHIÊN LẠI KHÁC, GIÁ TRỊ CỦA NÓ TẠI TỪNG THỜI ĐIỂM KHÔNG THỂ XÁC ĐỊNH CHÍNH XÁC ĐƯỢC MÀ CHỈ CÓ THỂ BIẾT NÓ NẪM TRONG MỘT KHOẢNG NÀO ĐÓ VỚI MỘT HÀM PHÂN BỐ XÁC SUẤT. CHUYỂN ĐỘNG NHIỆT CỦA CÁC ĐIỆN TỬ TRONG VẬT DẪN GÂY NÊN NHỮNG THĂNG GIÁNG ĐIỆN NGẪU NHIÊN LÀ MỘT THÍ DỤ. CHUYỂN ĐỘNG ĐÓ TẠO RA DÒNG ĐIỆN NGẪU NHIÊN CÓ GIÁ TRỊ BIÊN ĐỘ CỠ DƯỚI μA TRONG VẬT DẪN GỌI LÀ DÒNG ỒN (NOISE). DÒNG ĐIỆN NÀY ĐƯỢC COI LÀ MỘT TÍN HIỆU NGẪU NHIÊN VÔ ÍCH TRỘN LẤN VỚI DÒNG ĐIỆN TÍN HIỆU XÁC ĐỊNH VÀ KHI ĐỘ LỚN TÍN HIỆU CÓ ÍCH CÙNG BẬC VỚI ỒN, TA SẼ GẶP KHÓ KHĂN CHO VIỆC NHẬN BIẾT NÓ KHI KHÔNG ĐƯỢC XỬ LÝ CẨN THẬN. CÁC NGUỒN PHÁT SÓNG TỪ CÁC THIẾT BỊ KHÁC XUNG QUANH MẠCH ĐIỆN TỬ CŨNG GÂY NÊN NHỮNG KÍCH ĐỘNG NGẪU NHIÊN TÁC ĐỘNG LÊN MẠCH GỌI LÀ *CAN NHIỄU*. CÁC CAN NHIỄU NÀY BAO GỒM CẢ NHỮNG THĂNG GIÁNG VỀ NHIỆT ĐỘ, ĐỘ ẨM, ÁP SUẤT MÔI TRƯỜNG, V.V...

NẾU MUỐN XỬ LÝ ĐỂ NHẬN BIẾT, TÁCH RA TÍN HIỆU XÁC ĐỊNH TRÊN MỘT NỀN ỒN LỚN THÌ PHẢI NẮM RÕ BẢN CHẤT CỦA CẢ HAI LOẠI TÍN HIỆU XÁC ĐỊNH VÀ TÍN HIỆU NGẪU NHIÊN NÀY.

2.1.3. TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ VÀ TÍN HIỆU SỐ

TÍN HIỆU KHI ĐƯỢC BIỂU DIỄN THEO THỜI GIAN CÓ THỂ ĐƯỢC PHÂN LÀM 4 LOẠI SAU:

1. **TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ** (ANALOG SIGNAL) LÀ TÍN HIỆU CÓ BIÊN ĐỘ CÓ THỂ BIẾN THIÊN LIÊN TỤC THEO THỜI GIAN. NÓI CÁCH KHÁC BIÊN ĐỘ VÀ THỜI GIAN CỦA TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ LÀ LIÊN TỤC.

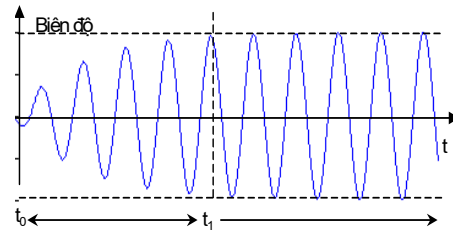
2. **TÍN HIỆU RỜI RẠC** LÀ TÍN HIỆU CÓ BIẾN THỜI GIAN RỜI RẠC, TỨC LÀ BIÊN ĐỘ CHỈ ĐƯỢC XÁC ĐỊNH TẠI NHỮNG THỜI ĐIỂM RỜI RẠC NHẤT ĐỊNH CỦA THANG THỜI GIAN. CÁC GIÁ TRỊ BIÊN ĐỘ CỦA TÍN HIỆU TRONG TRƯỜNG HỢP NÀY CHỈ ĐƯỢC XÁC ĐỊNH TẠI CÁC THỜI ĐIỂM RỜI RẠC T_0, T_1, \dots, T_N . TA CÓ THỂ THU ĐƯỢC TÍN HIỆU RỜI RẠC BẰNG VIỆC *LẤY MẪU* TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ.

3. **TÍN HIỆU ĐƯỢC LƯỢNG TỬ HOÁ** LÀ TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ NHƯNG CÓ BIÊN ĐỘ ĐƯỢC RỜI RẠC HOÁ THEO MỘT SỐ MỨC HỮU HẠN. VỚI MỘT THỜI ĐIỂM BẤT KỲ NÀO ĐÓ, BIÊN ĐỘ TÍN HIỆU CÓ THỂ NẪM GIỮA 2 MỨC LIÊN KẾ NHƯNG BỊ BUỘC GÁN CHO CHỈ MỘT MỨC MÀ THÔI (THÍ DỤ MỨC THẤP HƠN) VÌ TÍN HIỆU LƯỢNG TỬ HOÁ SẼ LUÔN CHỈ CÓ MỘT SỐ HỮU HẠN GIÁ TRỊ RỜI RẠC CÁC BIÊN ĐỘ.

4. **TÍN HIỆU SỐ** (DIGITAL SIGNAL) LÀ TÍN HIỆU ĐƯỢC RỜI RẠC HOÁ THEO THỜI GIAN VÀ ĐƯỢC LƯỢNG TỬ HOÁ VỀ BIÊN ĐỘ.

2.1.4. QUÁ TRÌNH QUÁ ĐỘ VÀ QUÁ TRÌNH DỪNG

QUÁ TRÌNH QUÁ ĐỘ CỦA MỘT TÍN HIỆU NẪM TRONG KHOẢNG THỜI GIAN MÀ BIÊN ĐỘ HOẶC DẠNG TÍN HIỆU CÒN CÓ NHỮNG ĐỘT BIẾN LỚN TRONG KHI QUÁ TRÌNH DỪNG NẪM TRONG KHOẢNG THỜI GIAN MÀ THÔNG SỐ CỦA TÍN HIỆU ĐÃ TRỞ NÊN ỔN ĐỊNH. HÌNH 2.4 CHO TA HÌNH ẢNH CỦA QUÁ TRÌNH QUÁ ĐỘ VÀ QUÁ TRÌNH DỪNG CỦA MỘT SÓNG SIN CÓ BIÊN ĐỘ TĂNG NHANH TỚI MỘT GIÁ TRỊ ỔN ĐỊNH. KHOẢNG THỜI GIAN TỪ T_0 ĐẾN T_1 LÀ QUÁ TRÌNH QUÁ ĐỘ VÌ BIÊN ĐỘ CỦA SÓNG CÒN ĐANG CÓ ĐỘT BIẾN TĂNG. CÒN KHOẢNG THỜI GIAN TỪ T_1 TRỞ ĐI CÓ THỂ COI LÀ QUÁ TRÌNH DỪNG VÌ BIÊN ĐỘ CỦA SÓNG SIN ĐÃ TRỞ NÊN ỔN ĐỊNH.



HÌNH 2.4. QUÁ TRÌNH QUÁ ĐỘ VÀ QUÁ TRÌNH DỪNG.

2.1.5. CÁC GIÁ TRỊ ĐO CỦA TÍN HIỆU THEO THỜI GIAN

TỪ BIỂU THỨC CỦA TÍN HIỆU THEO THỜI GIAN TA RÚT RA MỘT SỐ GIÁ TRỊ ĐO CỦA NÓ THƯỜNG ĐƯỢC SỬ DỤNG NHƯ SAU:

1. **GIÁ TRỊ TRUNG BÌNH** CỦA TÍN HIỆU TRONG KHOẢNG THỜI GIAN τ TỪ T_0 ĐẾN $T_0 + \tau$ LÀ:

$$\overline{s(t)} = \frac{1}{\tau} \int_{t_0}^{t_0 + \tau} s(t) dt \quad (2.6)$$

VỚI HÀM TUẦN HOÀN, TRUNG BÌNH TRONG SUỐT TRỰC THỜI GIAN (TỪ $-\infty$ ĐẾN $+\infty$) BẰNG TRUNG BÌNH TRONG MỘT CHU KỲ TÍN HIỆU.

2. **CÔNG SUẤT TỨC THỜI** CỦA TÍN HIỆU LÀ BÌNH PHƯƠNG CỦA TÍN HIỆU ĐÓ $S^2(t)$. DO VẬY **CÔNG** CỦA TÍN HIỆU SINH RA TRONG KHOẢNG THỜI GIAN τ LÀ:

$$E_S = \int_{t_0}^{t_0+\tau} s^2(t) dt \quad (2.7)$$

3. **CÔNG SUẤT TRUNG BÌNH** LÀ GIÁ TRỊ TRUNG BÌNH CỦA CÔNG SUẤT TỨC THỜI TRONG THỜI GIAN TỒN TẠI:

$$P_S = \overline{s^2(t)} = \frac{1}{\tau} \int_{t_0}^{t_0+\tau} s^2(t) dt \quad (2.8)$$

4. **GIÁ TRỊ HIỆU DỤNG** CỦA TÍN HIỆU CHÍNH BẰNG ĐỘ LỚN CỦA TÍN HIỆU MỘT CHIỀU DC SẴN RA CÙNG MỘT CÔNG SUẤT NHƯ TÍN HIỆU ĐANG XÉT:

$$s_{hd} = \sqrt{\text{công suất trung bình}} = \sqrt{\frac{1}{\tau} \int_{t_0}^{t_0+\tau} s^2(t) dt} \quad (2.9)$$

THÍ DỤ, VỚI TÍN HIỆU ĐIỀU HOÀ HÌNH SIN CÓ: GIÁ TRỊ TRUNG BÌNH TRONG 1 CHU KỲ LÀ BẰNG 0 VÀ GIÁ TRỊ HIỆU DỤNG LÀ BẰNG $\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,7$ BIÊN ĐỘ SÓNG SIN.

5. **ĐẠI ĐỘNG** CỦA TÍN HIỆU LÀ TỶ SỐ CÁC GIÁ TRỊ CỰC ĐẠI VÀ CỰC TIỂU CỦA CÔNG SUẤT TỨC THỜI CỦA TÍN HIỆU. THÔNG SỐ NÀY ĐƯỢC ĐO BẰNG ĐƠN VỊ ĐỀ-CI-BEN:

$$D_{dB} = 10 \log \frac{s^2(t)_{max}}{s^2(t)_{min}} = 20 \log \frac{s(t)_{max}}{s(t)_{min}} \quad (2.10)$$

2.2. TÍN HIỆU ĐƯỢC BIỂU DIỄN THEO MIỀN TẦN SỐ

TRONG THỰC TẾ NGOÀI CÁCH BIỂU DIỄN TÍN HIỆU THEO MIỀN THỜI GIAN NHƯ NÓI TRÊN CÒN CÓ THỂ BIỂU DIỄN TÍN HIỆU THEO MỘT HÀM PHỤ THUỘC TẦN SỐ. XUẤT PHÁT ĐIỂM VỀ MẶT TOÁN HỌC CỦA VIỆC NÀY LÀ CÓ THỂ PHÂN TÍCH MỘT HÀM SỐ RA THÀNH MỘT CHUỖI VÔ HẠN CÁC HÀM TRỰC GIAO NẾU HÀM CẦN PHÂN TÍCH THỎA MÃN ĐIỀU KIỆN DIRICHLET. ĐÓ LÀ HÀM PHẢI GIỚI NỘI, TRONG MỘT CHU KỲ CÓ MỘT SỐ XÁC ĐỊNH CỰC ĐẠI, CỰC TIỂU VÀ MỘT SỐ XÁC ĐỊNH ĐIỂM GIÁN ĐOẠN. CÁC HÀM SỐ BIỂU DIỄN CÁC SÓNG TÍN HIỆU THỰC TẾ ĐỀU THỎA MÃN ĐIỀU KIỆN NÀY. MỘT HÀM TRỰC GIAO THƯỜNG DÙNG LÀ HÀM MŨ ẢO $e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \sin \omega t$. TỪ ĐÂY DẪN ĐẾN VIỆC CÓ THỂ BIẾN ĐỔI MỘT HÀM SỐ BIỂU DIỄN TÍN HIỆU THEO THỜI GIAN THÀNH MỘT TỔNG VÔ HẠN CÁC HÀM ĐIỀU HOÀ VỚI CÁC TẦN SỐ KHÁC NHAU GỌI LÀ PHỔ FOURIER CỦA TÍN HIỆU.

2.2.1. PHỔ FOURIER CỦA TÍN HIỆU TUẦN HOÀN

TỪ CƠ SỞ NÓI TRÊN, MỘT TÍN HIỆU TUẦN HOÀN VỚI CHU KỲ T , TẦN SỐ GÓC $\omega = 2\pi/T$, ĐƯỢC BIỂU DIỄN BẰNG HÀM THỜI GIAN $s(t)$ CÓ THỂ ĐƯỢC PHÂN TÍCH TẠI THỜI ĐIỂM t_0 THÀNH TỔNG CỦA VÔ SỐ CÁC HÀM MŨ PHỨC NHƯ SAU:

$$\left. \begin{aligned} s(t) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n e^{jn\omega_0 t} \\ \text{Trong đó } A_n &= \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

CÁC BIỂU THỨC NÀY GỌI LÀ CÁCH *BIỂU DIỄN PHỨC* THEO CHUỖI FOURIER CỦA TÍN HIỆU $s(t)$.

TRIỂN KHAI RA TA CÓ:

$$s(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n e^{jn\omega t} + A_{-n} e^{-jn\omega t}) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [(A_n + A_{-n}) \cos n\omega t + j(A_n - A_{-n}) \sin n\omega t]$$

TRONG ĐÓ $A_{-n} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) e^{jn\omega t} dt$ LÀ SỐ LIÊN HỢP PHỨC CỦA A_n .

NẾU ĐẶT:

$$\left. \begin{aligned} a_n &\equiv A_n + A_{-n} = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) \cos n\omega t dt \\ b_n &\equiv j(A_n - A_{-n}) = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) \sin n\omega t dt \end{aligned} \right\} \quad (2.12)$$

TA SẼ CÓ :

$$\left. \begin{aligned} s(t) &= A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \\ \text{với } A_0 &= \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) dt \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

VIẾT DƯỚI DẠNG GỌN HƠN TA SẼ ĐƯỢC CÁCH *BIỂU DIỄN THỰC* THEO CHUỖI FOURIER CỦA TÍN HIỆU $s(t)$:

$$\left. \begin{aligned}
s(t) &= A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega t - \varphi_n) \\
\text{với } A_0 &= \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) dt \\
C_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \varphi_n = \arctg \frac{b_n}{a_n} \\
a_n &= \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) \cos n\omega t dt \quad b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) \sin n\omega t dt
\end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

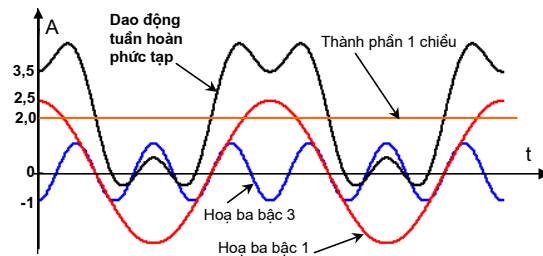
Ở ĐÂY, N LÀ SỐ NGUYÊN DƯƠNG VÀ T_0 LÀ MỘT THỜI ĐIỂM NÀO ĐÓ, THƯỜNG ĐƯỢC CHỌN BẰNG 0.

BIỂU THỨC 2.14 NÓI LÊN RẰNG MỘT TÍN HIỆU TUẦN HOÀN BẤT KỲ ĐỀU CÓ THỂ ĐƯỢC PHÂN TÍCH THÀNH TỔNG CỦA TÍN HIỆU MỘT CHIỀU (A_0 LÀ TRỊ TRUNG BÌNH CỦA TÍN HIỆU) VÀ VÔ SỐ CÁC TÍN HIỆU ĐIỀU HOÀ ĐƠN GIẢN CÓ BIÊN ĐỘ VÀ DỊCH PHA (C_N, φ_N) KHÁC NHAU VÀ TẦN SỐ LÀ BỘI CỦA NHAU.

VỚI $N=1$, TẦN SỐ $1\omega \equiv \omega_0$ ĐƯỢC GỌI LÀ TẦN SỐ CƠ BẢN VÀ SÓNG CÓ TẦN SỐ NÀY GỌI LÀ HOẠ BA BẬC MỘT. CÁC SÓNG CÓ TẦN SỐ LÀ BỘI SỐ CỦA NÓ ($N\omega_0$) ĐƯỢC GỌI TƯƠNG ỨNG LÀ CÁC HOẠ BA BẬC CAO.

VIỆC PHÂN TÍCH NÀY MANG MỘT Ý NGHĨA THỰC TẾ LÀ: THAY VÌ PHẢI XÉT MỘT DAO ĐỘNG TUẦN HOÀN PHỨC TẠP TA CÓ THỂ XÉT CÁC DAO ĐỘNG ĐIỀU HOÀ ĐƠN GIẢN HƠN TẠO NÊN NÓ.

THÍ DỤ HÌNH 2.5 CHO THẤY MỘT DAO ĐỘNG TUẦN HOÀN PHỨC TẠP ĐƯỢC PHÂN TÍCH THÀNH TỔNG CỦA THÀNH PHẦN MỘT CHIỀU CÙNG 2 DAO ĐỘNG ĐIỀU HOÀ CÓ TẦN SỐ GẤP BA NHAU, CÓ BIÊN ĐỘ VÀ PHA BAN ĐẦU KHÁC NHAU. TA THẤY TÍN HIỆU $s(t)$ CÓ THỂ ĐƯỢC BIỂU DIỄN BỞI TỔNG CỦA VÔ SỐ CÁC HÀM ĐIỀU HOÀ MÀ MỖI HÀM NÀY LẠI ĐƯỢC XÁC ĐỊNH BỞI CÁC CẶP THÔNG SỐ C_N VÀ φ_N PHỤ THUỘC VÀO TẦN SỐ. VẬY CÓ THỂ DÙNG CÁC CẶP NÀY ĐỂ BIỂU DIỄN CHO TÍN HIỆU THEO MIỀN TẦN SỐ HOÀN TOÀN TƯƠNG ĐƯƠNG VỚI

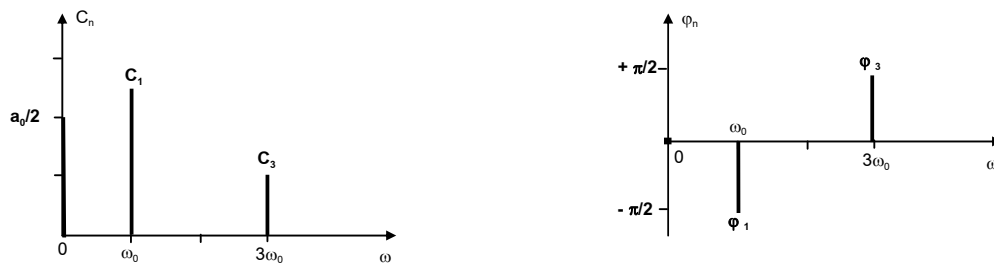


HÌNH 2.5. PHÂN TÍCH DAO ĐỘNG TUẦN HOÀN THÀNH CÁC THÀNH PHẦN TRONG CHUỖI FOURIER.

CÁCH VIẾT BIỂU THỨC GIẢI TÍCH CỦA TÍN HIỆU NÀY THEO MIỀN THỜI GIAN. CÁCH BIỂU DIỄN NHƯ VẬY GỌI LÀ *BIỂU DIỄN THEO PHỔ TẦN SỐ*.

NẾU BIỂU DIỄN KẾT QUẢ PHÂN TÍCH TRÊN TẠI MỘT ĐỒ THỊ VỚI CÁC GIÁ TRỊ TẦN SỐ ω_N TRÊN TRỤC HOÀNH, THÌ TẬP HỢP CÁC VẠCH SONG SONG VỚI TRỤC TUNG CÓ CHIỀU DÀI TƯƠNG ỨNG VỚI GIÁ TRỊ BIÊN ĐỘ CÁC HOẠ BA C_N GỌI LÀ *PHỔ BIÊN ĐỘ- TẦN SỐ* HAY THƯỜNG GỌI TẮT LÀ **PHỔ BIÊN ĐỘ** CỦA TÍN HIỆU TUẦN HOÀN $s(t)$. TƯƠNG TỰ NHƯ VẬY, MỘT TẬP HỢP CÁC VẠCH SONG SONG VỚI TRỤC TUNG CÓ CHIỀU DÀI BẰNG $-\varphi_N$ ĐƯỢC GỌI LÀ **PHỔ PHA** CỦA TÍN HIỆU TUẦN HOÀN $s(t)$.

TRONG THÍ DỤ TRÊN TA SẼ CÓ HÀM SỐ BIỂU DIỄN TÍN HIỆU TUẦN HOÀN ĐƯỢC PHÂN TÍCH THÀNH 3 SỐ HẠNG: THÀNH PHẦN MỘT CHIỀU CÓ BIÊN ĐỘ BẰNG 2, HOẠ BA BẬC MỘT CÓ BIÊN ĐỘ BẰNG $C_1 = 2,5$ VÀ TẦN SỐ CHUẨN HOÁ BẰNG ω_0 NÀO ĐÓ, HOẠ BA BẬC BA CÓ BIÊN ĐỘ BẰNG $C_3 = 1$ VÀ TẦN SỐ BẰNG $3\omega_0$. TRONG TRƯỜNG HỢP NÀY CÁC HOẠ BA CÒN LẠI BẰNG 0. PHỔ BIÊN ĐỘ VÀ PHỔ PHA CỦA NÓ ĐƯỢC CHỈ RA TRÊN HÌNH 2.6.



HÌNH 2.6. PHỔ BIÊN ĐỘ VÀ PHỔ PHA CỦA TÍN HIỆU TRONG HÌNH 2.5.

NHƯ VẬY, TÍN HIỆU TUẦN HOÀN LÀ TẬP HỢP CÁC VẠCH CÓ ĐỘ LỚN KHÁC NHAU VÀ KHOẢNG CÁCH TRÊN THANG TẦN SỐ GIỮA HAI VẠCH LÂN CẬN LÀ BẰNG $2\pi/T$. TA NÓI RẰNG TÍN HIỆU TUẦN HOÀN CÓ **PHỔ VẠCH** RỜI RẠC. VỀ MẶT LÝ THUYẾT, SỐ VẠCH PHỔ CỦA MỘT TÍN HIỆU TUẦN HOÀN $s(t)$ CÓ THỂ LÀ VÔ HẠN. TUY NHIÊN ĐA SỐ CÁC TRƯỜNG HỢP TRONG THỰC TẾ KHI N TĂNG TỚI MỘT GIÁ TRỊ NÀO ĐÓ THÌ BIÊN ĐỘ C_N GIẢM KHÁ NHANH VÀ TỚI MỘT MỨC ĐỘ NÀO ĐÓ CÓ THỂ BỎ QUA. DO ĐÓ, CÓ THỂ COI PHỔ CHỈ HẠN CHẾ TRONG MỘT KHOẢNG TẦN SỐ HỮU HẠN. KHOẢNG TẦN SỐ NÀY GỌI LÀ *BỀ RỘNG PHỔ* CỦA TÍN HIỆU.

2.2.2. PHỔ FOURIER CỦA TÍN HIỆU KHÔNG TUẦN HOÀN

NẾU COI TÍN HIỆU KHÔNG TUẦN HOÀN LÀ TÍN HIỆU TUẦN HOÀN CÓ CHU KỲ T TIẾN TỚI VÔ CÙNG THÌ TA CÓ THỂ TÍNH ĐƯỢC PHỔ FOURIER CỦA NÓ. TRƯỚC TIÊN HÃY CHỈ XÉT $s(t)$ TRONG KHOẢNG THỜI GIAN MỘT CHU KỲ, GIẢ THIẾT BẰNG $(-T/2, T/2)$, SAU ĐÓ SẼ MỞ RỘNG KHOẢNG NÀY RA SUỐT THANG THỜI GIAN, NGHĨA LÀ CHO $T \rightarrow \infty$. CÔNG THỨC (2.11) ĐƯỢC VIẾT LẠI CẬN LÃY TỔNG:

$$\left. \begin{aligned} s(t) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n e^{jn\omega_0 t} \\ A_n &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \end{aligned} \right\} \quad (2.15)$$

KHI $T \rightarrow \infty$, SẼ CÓ CÁC GIỚI HẠN SAU: $\frac{2\pi}{T} \rightarrow d\omega$, $n\omega \rightarrow \omega$, $A_n \rightarrow A(\omega)$, LÚC ĐÓ A_n TRỞ THÀNH:

$$A(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{2\pi}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} s(t) e^{-jn\omega t} dt = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt \right] d\omega$$

NẾU TÍCH PHÂN TRONG MỐC VUÔNG HỘI TỤ THÌ $A(\omega)$ SẼ LÀ MỘT SỐ VÔ CÙNG NHỎ, LÚC ĐÓ ĐẶT:

$$\left. \begin{aligned} S(\omega) &\equiv \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt \\ \text{sao cho } A(\omega) &= S(\omega) d\omega \end{aligned} \right\} \quad (2.16)$$

$S(\omega)$ GỌI LÀ **MẬT ĐỘ PHỔ PHỨC** HAY **PHỔ PHỨC** CỦA TÍN HIỆU KHÔNG TUẦN HOÀN $s(t)$.

ĐẾN ĐÂY HÀM $s(t)$ CŨNG TIẾN TỚI GIỚI HẠN LÀ:

$$s(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{jn\omega t} = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

VIẾT LẠI 2 KẾT QUẢ TRÊN TA CÓ CẶP BIẾN ĐỔI FOURIER CỦA TÍN HIỆU KHÔNG TUẦN HOÀN NHƯ SAU:

$$\left. \begin{aligned} s(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\ S(\omega) &\equiv \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt \end{aligned} \right\} \quad (2.17)$$

CÔNG THỨC DƯỚI LÀ BIẾN ĐỔI THUẬN CÒN CÔNG THỨC TRÊN GỌI LÀ BIẾN ĐỔI NGƯỢC.

VỀ MẶT VẬT LÝ, CẶP BIẾN ĐỔI FOURIER CHỈ RA RẰNG TÍN HIỆU $s(t)$ CÓ THỂ COI LÀ TỔNG CỦA VÔ SỐ DAO ĐỘNG ĐIỀU HOÀ CÓ TẦN SỐ BIẾN THIÊN LIÊN TỤC TRÊN SUỐT TRỤC TẦN SỐ (TỪ $-\infty$ ĐẾN $+\infty$) VỚI BIÊN ĐỘ VÔ CÙNG NHỎ PHÂN BỐ TRÊN TRỤC TẦN SỐ THEO MẬT ĐỘ $|S(\omega)|$.

TỪ ĐÂY CÓ NHẬN XÉT RẰNG: TÍN HIỆU TUẦN HOÀN LÀ MỘT TRƯỜNG HỢP ĐẶC BIỆT CỦA TÍN HIỆU KHÔNG TUẦN HOÀN CÓ MẬT ĐỘ PHỔ LỚN VÔ CÙNG Ở VỊ TRÍ CÁC VẠCH PHỔ VÀ TRIỆT TIÊU Ở NGOÀI VẠCH. THỰC VẬY, NẾU DÙNG HÀM ĐƠN VỊ $\delta(t)$ TA SẼ VIẾT ĐƯỢC MẬT ĐỘ PHỔ TUẦN HOÀN CÓ CHU KỲ T NHƯ SAU:

$$S(\omega) = \sum_n A_n \delta(\omega - n\omega) \quad (2.18)$$

SAO CHO THEO (2.16) CÓ:

$$S(\omega)d\omega = A(\omega) = \sum_n A_n \delta(\omega - n\omega)d\omega = \begin{cases} A_n & \text{tại } \omega = n\omega \\ 0 & \text{tại } \omega \neq n\omega \end{cases} \quad (2.19)$$

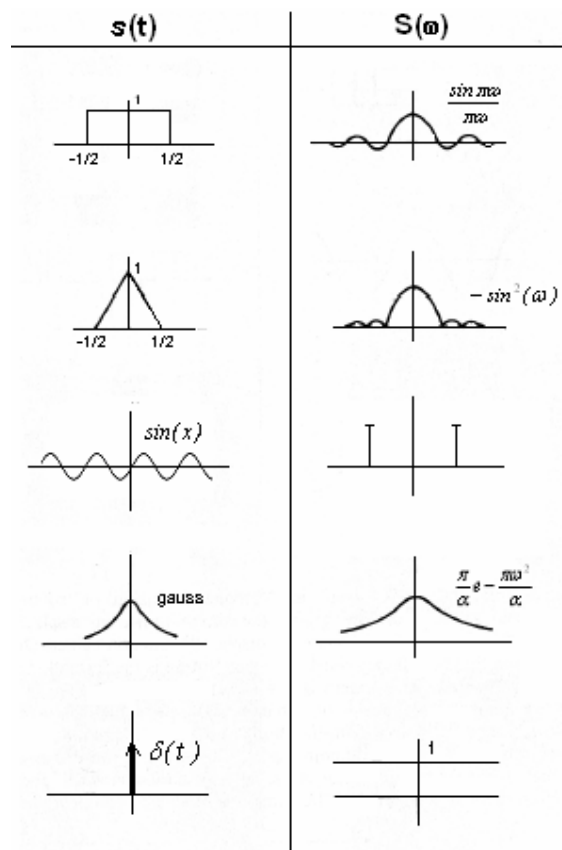
THÍ DỤ VỚI TÍN HIỆU ĐIỀU HOÀ CÓ:

$$s(t) = A_0 \cos(\omega_0 t - \varphi_0) = \frac{1}{2} A_0 \{e^{[j(\omega_0 t - \varphi_0)]} + e^{[-j(\omega_0 t - \varphi_0)]}\}$$

THEO (2.18) TA CÓ MẬT ĐỘ PHỔ CỦA NÓ LÀ:

$$S(\omega) = \frac{1}{2} A_0 [e^{-j\varphi_0} \delta(\omega - \omega_0) + e^{j\varphi_0} \delta(\omega + \omega_0)] \quad (2.20)$$

HÌNH 2.7 CHO THÍ DỤ VỀ MỘT SỐ TÍN HIỆU ĐIỂN HÌNH ĐƯỢC BIỂU DIỄN TRONG MIỀN THỜI GIAN VÀ PHỔ FOURIER CỦA CHÚNG TRONG MIỀN TẦN SỐ.



HÌNH 2.7. PHỔ FOURIER CỦA MỘT SỐ TÍN HIỆU ĐIỂN HÌNH.

MỘT NHẬN XÉT SƠ BỘ CHO THẤY: TÍN HIỆU CÀNG HẸP TRONG MIỀN THỜI GIAN THÌ CÓ PHỔ CÀNG TRẢI RỘNG TRONG MIỀN TẦN SỐ VÀ NGƯỢC LẠI TÍN HIỆU CÀNG TRẢI RỘNG TRONG MIỀN THỜI GIAN THÌ PHỔ CỦA NÓ CÀNG HẸP. THÍ DỤ, PHỔ CỦA XUNG ĐƠN VỊ TRẢI DÀI TRÊN SUỐT TRỤC TẦN SỐ TỪ 0 ĐẾN ∞ VỚI MẬT ĐỘ PHỔ KHÔNG ĐỔI, DO ĐÓ GỌI LÀ PHỔ TRẮNG. TRONG KHI ĐÓ PHỔ CỦA SÓNG SIN TUẦN HOÀN TRẢI DÀI TRÊN CẢ TRỤC THỜI GIAN LẠI CHỈ GỒM MỘT VẠCH PHỔ.

2.2.3. MỘT SỐ TÍNH CHẤT CỦA PHỔ TÍN HIỆU

DƯỚI ĐÂY TRÌNH BÀY MỘT VÀI TÍNH CHẤT CƠ BẢN CỦA PHỔ (KHÔNG CHỨNG MINH).

• TÍNH TUYẾN TÍNH

CHO TÍN HIỆU $s(t)$ LÀ TỔ HỢP TUYẾN TÍNH CỦA K TÍN HIỆU THÀNH PHẦN $s_i(t)$:

$$s(t) = \sum_{i=1}^k a_i s_i(t) \text{ VỚI } A_i \text{ VÀ } K \text{ LÀ CÁC HẰNG SỐ. NẾU MỖI } s_i(t) \text{ CÓ PHỔ}$$

TƯƠNG ỨNG LÀ $S_f(\omega)$, THÌ PHỔ $S(\omega)$ CỦA $S(T)$ SẼ BẰNG:

$$S(\omega) = \sum_{i=1}^k a_i S_i(\omega)$$

TA CÓ THỂ TRÌNH BÀY TÓM TẮT TÍNH CHẤT NÀY TRONG 2 MIỀN T VÀ ω NHƯ SAU:

$$s(t) = \sum_{i=1}^k a_i s_i(t) \quad \Leftrightarrow \quad S(\omega) = \sum_{i=1}^k a_i S_i(\omega) \quad (2.21)$$

• **PHỔ CỦA ĐẠO HÀM VÀ TÍCH PHÂN**

CHO TÍN HIỆU $S(T)$ CÓ PHỔ $S(\omega)$, ĐẠO HÀM BẬC K CỦA $S(T)$ LÀ $\frac{d^k s(t)}{dt}$ SẼ CÓ PHỔ LÀ:

$$S^{(K)}(\omega) = (j\omega)^K S(\omega) \quad (2.22)$$

TÍCH PHÂN CỦA $S(T)$ LẤY TỪ $-\infty$ ĐẾN THỜI ĐIỂM T LÀ $\int_{-\infty}^t s(t)dt$ SẼ CÓ PHỔ LÀ:

$$S_{(-1)} = \frac{1}{j\omega} S(\omega) \quad (2.23)$$

NHƯ VẬY CÁC PHÉP LẤY VI PHÂN VÀ TÍCH PHÂN TRONG MIỀN THỜI GIAN VỚI TÍN HIỆU $S(T)$ TƯƠNG ỨNG LẦN LƯỢT VỚI CÁC PHÉP NHÂN VÀ CHIA $(j\omega)$ TRONG MIỀN TẦN SỐ VỚI MẬT ĐỘ PHỔ $S(\omega)$.

• **PHỔ CỦA TÍCH 2 HÀM SỐ**

CHO $S(T) = S_1(T)S_2(T)$, TRONG ĐÓ $S_1(\omega)$ VÀ $S_2(\omega)$ LẦN LƯỢT LÀ PHỔ CỦA $S_1(T)$ VÀ $S_2(T)$. TÍNH PHỔ $S(\omega)$ CỦA $S(T)$.

TA CÓ: $S(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t).s_2(t)e^{-j\omega t} dt$, THAY $S_1(T)$ BẰNG PHỔ CỦA NÓ:

$$s_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_1(\nu)e^{j\nu t} dt \quad (\text{LƯU Ý RẰNG TÍCH PHÂN LẤY THEO } \nu \text{ ĐỂ}$$

TRÁNH LẤN VỚI ω).

$$\begin{aligned} S(\omega) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_1(\nu)s_2(t)e^{[-j(\omega-\nu)t]} d\nu dt \\ \text{ĐƯỢC:} \quad &= \int_{-\infty}^{\infty} S_1(\nu)d\nu \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s_2(t)e^{[-j(\omega-\nu)t]} dt \right\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} S_1(\nu)S_2(\omega-\nu)d\nu \end{aligned} \quad (2.24)$$

BIỂU THỨC CUỐI CÙNG CỦA (2.20) GỌI LÀ **TÍCH CHẬP** CỦA CÁC PHỔ S_1 VÀ S_2 . NHƯ VẬY TÍCH THƯỜNG TRONG MIỀN THỜI GIAN CỦA CÁC TÍN HIỆU TƯƠNG ĐƯƠNG VỚI TÍCH CHẬP TRONG MIỀN TẦN SỐ CỦA CÁC MẬT ĐỘ PHỔ.

• **PHỔ CỦA TÍCH CHẬP HAI TÍN HIỆU**

NGƯỢC LẠI VỚI TRƯỜNG HỢP TRÊN TA CÓ $s(t) = \int s_1(\tau)s_2(t-\tau)d\tau$ LÀ TÍCH CHẬP CỦA HAI TÍN HIỆU $s_1(t)$ CÓ PHỔ ĐÃ BIẾT LÀ $S_1(\omega)$ VÀ $s_2(t)$ CÓ PHỔ ĐÃ BIẾT LÀ $S_2(\omega)$. TÍNH PHỔ $S(\omega)$ CỦA $s(t)$.

$$\begin{aligned} S(\omega) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} s_1(\tau)s_2(t-\tau)e^{-j\omega t} dt d\tau \\ \text{TA CÓ:} \quad &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s_1(\tau)e^{-j\omega\tau} d\tau \int_{-\infty}^{\infty} s_2(t-\tau)e^{-j\omega(t-\tau)} dt \\ &= 2\pi S_1(\omega)S_2(\omega) \end{aligned} \quad (2.25)$$

NHƯ VẬY TÍCH CHẬP CỦA CÁC TÍN HIỆU TRONG MIỀN THỜI GIAN TƯƠNG ĐƯƠNG VỚI TÍCH THƯỜNG TRONG MIỀN TẦN SỐ CỦA CÁC MẬT ĐỘ PHỔ.

• **PHỔ CỦA TÍN HIỆU TRỄ**

CHO TÍN HIỆU $s(t)$ CÓ PHỔ $S(\omega)$, PHỔ CỦA TÍN HIỆU TRỄ MỘT KHOẢNG THỜI GIAN τ LÀ $s(t-\tau)$ SẼ CÓ PHỔ LÀ:

$$S_{\tau}(\omega) = e^{-j\omega\tau} S(\omega) \quad (2.26)$$

• **ẢNH HƯỞNG CỦA THAY ĐỔI THANG THỜI GIAN ĐẾN PHỔ:**

CHO TÍN HIỆU $s(t)$ CÓ PHỔ $S(\omega)$, PHỔ CỦA TÍN HIỆU $s(at)$ LÀ:

$$S_a(\omega) = \frac{1}{a} S\left(\frac{\omega}{a}\right) \quad (2.27)$$

NHƯ VẬY MỌI SỰ THAY ĐỔI TRÊN THANG THỜI GIAN THEO MỘT TỶ LỆ NÀO ĐÓ SẼ TƯƠNG ỨNG VỚI MỘT SỰ THAY ĐỔI TRÊN THANG TẦN SỐ THEO TỶ LỆ NGƯỢC. ĐIỀU NÀY DẪN TỚI MỘT KẾT LUẬN LÀ VỚI MỘT DẠNG TÍN HIỆU ĐÃ CHO, NẾU TÍN HIỆU CÀNG KÉO DÀI THEO THỜI GIAN THÌ PHỔ CỦA NÓ CÀNG HẸP VÀ NGƯỢC LẠI.

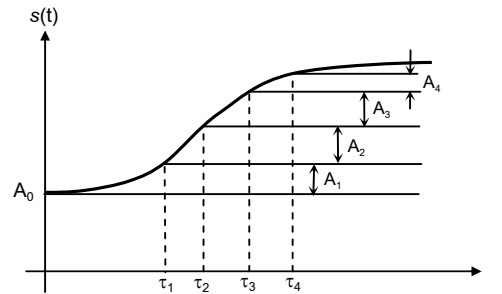
• **MẬT ĐỘ PHỔ NĂNG LƯỢNG:** NĂNG LƯỢNG CỦA TÍN HIỆU TRÊN SUỐT THỜI GIAN TỒN TẠI NHƯ SAU:

$$\int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) d\omega \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{j\omega t} dt = 2\pi \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) S(-\omega) d\omega = 2\pi \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega \quad (2.28)$$

ĐÂY GỌI LÀ CÔNG THỨC PAC-XÊ-VAN. DO VẾ TRÁI LÀ NĂNG LƯỢNG NÊN $|S(\omega)|^2$ BIỂU THỊ CHO SỰ PHÂN BỐ NĂNG LƯỢNG NÊN ĐƯỢC GỌI LÀ *MẬT ĐỘ PHỔ NĂNG LƯỢNG*. TRONG TRƯỜNG HỢP TÍN HIỆU TUẦN HOÀN NĂNG LƯỢNG CHỈ CẦN TÍNH TRONG MỘT CHU KỲ.

2.3. NGUYÊN LÝ XẾP CHỒNG

MẠCH TUYẾN TÍNH TUẦN THEO *NGUYÊN LÝ XẾP CHỒNG* TỨC LÀ: TÁC ĐỘNG CỦA MỘT TÍN HIỆU PHỨC TẠP LÊN MẠCH ĐIỆN BẰNG TỔNG TÁC ĐỘNG CỦA CÁC TÍN HIỆU THÀNH PHẦN TẠO NÊN TÍN HIỆU ĐÓ. BỞI VẬY, KHI CẦN KHẢO SÁT MỘT TÍN HIỆU PHỨC TẠP NÀO ĐÓ TÁC ĐỘNG LÊN MỘT MẠCH ĐIỆN TUYẾN TÍNH, TA CÓ THỂ PHÂN TÍN HIỆU ĐÓ RA THÀNH NHỮNG TÍN HIỆU ĐƠN GIẢN. SAU ĐÓ XÉT TÁC ĐỘNG CỦA TỪNG TÍN HIỆU ĐƠN GIẢN ĐÓ LÊN MẠCH. TỔNG HỢP CHÚNG LẠI SẼ ĐƯỢC KẾT QUẢ CẦN KHẢO SÁT. CÁC TÍN HIỆU ĐƠN GIẢN CẦN ĐƯỢC BIỂU DIỄN BỞI CÁC HÀM PHỔ BIẾN VÀ DỄ TÍNH TOÁN. NHỮNG HÀM ĐÓ THƯỜNG LÀ CÁC HÀM ĐIỀU HOÀ HAY HÀM NHẢY BẬC ĐƠN VỊ. PHƯƠNG PHÁP PHỔ KỂ TRÊN CŨNG LÀ PHƯƠNG PHÁP XẾP CHỒNG, THÍ DỤ KHI PHÂN TÍCH PHỔ CỦA MỘT TÍN HIỆU TUẦN HOÀN PHỨC TẠP RA THÀNH TỔNG CỦA VÔ SỐ TÍN HIỆU ĐIỀU HOÀ CÓ TẦN SỐ LÀ BỘI CỦA NHAU. MẶT KHÁC, MỘT TÍN HIỆU LỐI VÀO BẤT KỲ CŨNG CÓ THỂ XEM NHƯ LÀ TỔ HỢP CỦA VÔ SỐ CÁC TÍN HIỆU NHẢY BẬC ĐƠN VỊ NHƯ HÌNH 2.8. VÀ CÓ THỂ PHÂN TÍCH THÀNH:



HÌNH 2.8. TÍN HIỆU VÀO BẰNG XẾP CHỒNG CỦA CÁC TÍN HIỆU NHẢY BẬC ĐƠN VỊ.

$$s(t) \approx A_0 I(t) + \sum_{i=1}^n A_i I(t - \tau_i) \text{ VỚI } \tau \text{ LÀ KHOẢNG THỜI GIAN TRỄ THỨ } i.$$

(2.29)

2.4. NHIỀU VÀ CÁC TÍNH CHẤT CỦA NÓ

2.4.1. PHÂN LOẠI NHIỄU

NHIỄU LÀ DANH TỪ DÙNG ĐỂ CHỈ TẤT CẢ CÁC LOẠI TÍN HIỆU VÔ ÍCH TÁC ĐỘNG LÊN TÍN HIỆU CÓ ÍCH TRONG MẠCH ĐIỆN TỬ VÀ CÁC KÊNH THÔNG TIN LÀM ẢNH HƯỞNG ĐẾN VIỆC THU NHẬN VÀ XỬ LÝ TÍN HIỆU. NHIỄU CÓ THỂ ĐƯỢC PHÂN LOẠI THEO QUY LUẬT BIẾN THIÊN THEO THỜI GIAN (XUNG NHIỄU, NHIỄU LIÊN TỤC), THEO BỀ RỘNG PHỔ (NHIỄU TRẮNG, NHIỄU HỒNG), THEO LUẬT PHÂN BỐ XÁC SUẤT (NHIỄU ĐỒNG NHẤT, NHIỄU CHUẨN GAUSS) HAY THEO PHƯƠNG THỨC TÁC ĐỘNG LÊN TÍN HIỆU (NHIỄU CỘNG, NHIỄU NHÂN). MỘT CÁCH PHÂN LOẠI PHỔ BIẾN LÀ PHÂN THEO NHIỄU NGOẠI VÀ NHIỄU NỘI.

NHIỄU NGOẠI XUẤT PHÁT TỪ CÁC NGUỒN GÂY NHIỄU BÊN NGOÀI MẠCH ĐIỆN TỬ NHƯ: NHIỄU CÔNG NGHIỆP BAO GỒM CÁC LOẠI NHIỄU TỪ CÁC ĐÀI PHÁT SÓNG CÓ PHỔ GẦN VỚI PHỔ TẦN SỐ LÀM VIỆC CỦA MẠCH ĐIỆN; NHIỄU DO CÁC THIẾT BỊ ĐIỆN, ĐIỆN TỬ ĐẶC BIỆT TRONG MẠNG ĐIỆN THÀNH PHỐ GÂY RA; NHIỄU DO CÁC PHƯƠNG TIỆN VẬN TẢI, CÁC ĐỘNG CƠ ĐIỆN (ĐẶC BIỆT CÁC LOẠI CÓ CÁC CHỖI GÓP ĐIỆN BẰNG THAN), CÁC DỤNG CỤ ĐIỆN TRONG GIA ĐÌNH, CÁC THIẾT BỊ ĐIỆN TRONG CÔNG NGHIỆP (ĐẶC BIỆT LÀ LOẠI HOẠT ĐỘNG Ở DẢI TẦN SỐ CAO), V.V... NHIỄU KHÍ QUYỂN VÀ BỨC XẠ VŨ TRỤ BAO GỒM CÁC BỨC XẠ ĐIỆN TỪ TRONG THỜI GIAN GIÔNG BÃO, SẤM CHỚP, CÁC BÃO BỤI, CÁC THẰNG GIÁNG TRONG TẦNG ION CỦA KHÍ QUYỂN, CÁC ĐỢT BỨC XẠ MẠNH TỪ MẶT TRỜI, V.V...

NHIỄU NỘI ĐƯỢC SINH RA NGAY TRONG BẢN THÂN CÁC CẢM BIẾN, CÁC LINH KIỆN VÀ HỆ THỐNG MẠCH ĐIỆN TỬ. ĐÓ LÀ CÁC THẰNG GIÁNG ĐIỆN GẮN LIỀN VỚI BẢN CHẤT CỦA CÁC LƯỢNG VẬT LÝ KHÁC NHAU VÀ VỀ NGUYÊN TẮC LÀ KHÔNG THỂ TRÁNH ĐƯỢC. HAI DẠNG CƠ BẢN NHẤT CỦA LOẠI NHIỄU NÀY LÀ ÔN NHIỆT VÀ ÔN NỔ. ÔN NHIỆT HAY CÒN GỌI LÀ ÔN JOHNSON XUẤT HIỆN DO SỰ CHUYỂN ĐỘNG NHIỆT CỦA CÁC PHẦN TỬ TẢI ĐIỆN TRONG VẬT DẪN (THÍ DỤ CÁC ĐIỆN TỬ) VÀ DO VẬY NÓ PHỤ THUỘC VÀO NHIỆT ĐỘ. THỂ ÔN HIỆU DỰNG TRÊN MỘT ĐIỆN TRỞ R LÀ $\overline{V_{rms}} = \sqrt{4kTR\Delta f}$ (TRONG ĐÓ K LÀ HẰNG SỐ BOLTZMANN, T LÀ NHIỆT ĐỘ K VÀ Δf LÀ DẢI TẦN SỐ ĐO). ÔN NỔ HAY CÒN GỌI LÀ ÔN SHOTTKY SINH RA DO SỰ CHUYỂN ĐỘNG NGẪU NHIÊN CỦA CÁC ĐIỆN TÍCH KHI CHUYỂN QUA MỘT MÔI TRƯỜNG CHUYỂN TIẾP NÀO ĐÓ. THÍ DỤ NHƯ ÔN SINH RA DO CÁC HẠT TẢI ĐIỆN NHƯ ĐIỆN TỬ CHUYỂN QUA LỚP TIẾP GIÁP BÁN DẪN P-N TA SẼ KHẢO SÁT SAU. DÒNG ÔN NÀY ĐƯỢC TÍNH BẰNG $\overline{I_{rms}} = \sqrt{Q_e I \Delta f}$ (TRONG ĐÓ Q_e LÀ ĐIỆN TÍCH CỦA ĐIỆN TỬ, I LÀ DÒNG ĐIỆN HOẠT ĐỘNG CỦA THIẾT BỊ).

2.4.2. NHIỀU CỘNG VÀ NHIỀU NHÂN – TỶ SỐ TÍN HIỆU TRÊN NHIỀU S/N

HAI DẠNG ĐƠN GIẢN NHẤT CỦA PHƯƠNG THỨC TÁC ĐỘNG CỦA NHIỀU LÊN TÍN HIỆU LÀ TÁC ĐỘNG CỘNG VÀ NHÂN. GỌI $S(T)$ LÀ TÍN HIỆU CÓ ÍCH, $N(T)$ LÀ CAN NHIỀU, SẼ CÓ TÍN HIỆU TỔNG HỢP $X(T)$ LÀ:

$$\begin{aligned} \text{VỚI NHIỀU CỘNG:} \quad X(T) &= S(T) + N(T) \\ (2.30) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{VỚI NHIỀU NHÂN:} \quad X(T) &= N(T) S(T) \\ (2.31) \end{aligned}$$

TRONG TRƯỜNG HỢP PHỨC TẠP HƠN NHIỀU CÓ THỂ CÒN GỒM CẢ HAI LOẠI TUY RÀNG HIỂM KHI XẢY RA:

$$X(T) = N_1(T) S(T) + N_2(T)$$

TRONG THỰC TẾ, NGƯỜI TA THƯỜNG QUAN TÂM TỚI TỔNG CỦA CÁC LOẠI NHIỀU HIỆN DIỆN. NẾU CÁC NGUỒN NHIỀU U_1, U_2, \dots HOÀN TOÀN ĐỘC LẬP VỚI NHAU THÌ GIÁ TRỊ HIỆU DỤNG (BÌNH PHƯƠNG TRUNG BÌNH) CỦA NHIỀU TỔNG SẼ BẰNG TỔNG CÁC GIÁ TRỊ HIỆU DỤNG CỦA CÁC NGUỒN NHIỀU THÀNH PHẦN:

$$\overline{u^2} = \overline{u_1^2} + \overline{u_2^2} + \overline{u_3^2} + \dots$$

TRONG TRƯỜNG HỢP NHIỀU CỘNG, ĐỂ ĐỊNH LƯỢNG CHẤT LƯỢNG CỦA TÍN HIỆU THU NHẬN ĐƯỢC NGƯỜI TA THƯỜNG QUAN TÂM TỚI **TỶ SỐ TÍN HIỆU/ NHIỀU** (THƯỜNG KÝ HIỆU LÀ S/N HAY SN). TỶ SỐ NÀY ĐƯỢC ĐỊNH NGHĨA NHƯ SAU:

$$\frac{S}{N} = \frac{\text{Giá trị hiệu dụng của tín hiệu}}{\text{Giá trị hiệu dụng của nhiễu (ôn)}} = \frac{\overline{s^2}}{n^2} \quad (2.32)$$

TRONG ĐO LƯỜNG LẠI HAY DÙNG ĐƠN VỊ LOGARIT LÀ ĐỀ-CI-BEN (DB):

$$S/N_{dB} = 10 \log_{10} \frac{\overline{s^2}}{n^2} \quad (2.33)$$

TỶ SỐ TÍN HIỆU TRÊN NHIỀU LÀ MỘT THÔNG SỐ RẤT QUAN TRỌNG KHÔNG NHỮNG TRONG HỆ THỐNG ĐIỆN TỬ MÀ NÓI CHUNG TRONG CẢ CÁC HỆ THỐNG THÔNG TIN VÀ ĐIỀU KHIỂN VÌ NÓ CÓ ẢNH HƯỞNG CHÍNH ĐẾN CHẤT LƯỢNG VÀ ĐỘ TIN CẬY CỦA HỆ THỐNG. VÌ VẬY CẦN CÓ NHỮNG BIỆN PHÁP ĐỂ NÂNG CAO TỶ SỐ NÀY. CÁCH ĐƠN GIẢN NHẤT LÀ VIỆC TRẢ GIÁ BẰNG CÁCH TĂNG CÔNG SUẤT CỦA NGUỒN TÍN HIỆU, TĂNG ĐỘ DÀI CỦA TÍN HIỆU (KÉO DÀI THỜI GIAN THÔNG TIN, LẶP LẠI,...) HAY MỞ RỘNG PHỔ CỦA TÍN HIỆU. TUY NHIÊN VÌ NHIỀU LÝ DO, KHÔNG PHẢI LÚC NÀO CŨNG THỰC HIỆN ĐƯỢC CÁC BIỆN PHÁP NÀY. MỘT BIỆN PHÁP KHÁC

LÀ NGHIÊN CỨU BẢN CHẤT CỦA TÍN HIỆU VÀ NHIỀU ĐỂ TỪ ĐÓ TÌM RA CÁC QUY LUẬT XỬ LÝ TÍN HIỆU GỐC THU NHẬN ĐƯỢC NHẪM TĂNG ĐƯỢC TỶ SỐ S/N Ở LỐI RA BỘ XỬ LÝ ĐẾN MỨC CẦN THIẾT. ĐÓ LÀ MỤC TIÊU CỦA MỘT NGÀNH HỌC HIỆN ĐANG ĐƯỢC PHÁT TRIỂN MẠNH LÀ XỬ LÝ TÍN HIỆU.

2.5. ĐIỀU CHẾ TÍN HIỆU

2.5.1. KHÁI NIỆM VỀ SỰ ĐIỀU CHẾ VÀ GIẢI ĐIỀU CHẾ

ĐIỀU CHẾ LÀ QUÁ TRÌNH GẮN *TÍN TỨC* VÀO MỘT *TÁI TIN*. TRONG KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ, NHIỀU KHI PHẢI BIẾN ĐỔI TÍN HIỆU RA THÀNH CÁC DẠNG KHÁC CHO PHÙ HỢP VỚI YÊU CẦU TRUYỀN HOẶC XỬ LÝ THÔNG TIN. QUÁ TRÌNH BIẾN ĐỔI ĐÓ GỌI LÀ *MÃ HOÁ* TÍN HIỆU. MỘT THÍ DỤ CỤ THỂ LÀ VIỆC TÌM CÁCH TRUYỀN ĐI XA CÁC TÍN HIỆU TẦN SỐ THẤP NHƯ TÍN HIỆU ÂM THANH. BẢN THÂN CÁC TÍN HIỆU NÀY KHÔNG THỂ PHÁT ĐI XA TRỰC TIẾP BẰNG SÓNG ĐIỆN TỬ ĐƯỢC VÌ NĂNG LƯỢNG CỦA NÓ Ở DẢI TẦN SỐ THẤP NHƯ VẬY SẼ BỊ SUY GIẢM RẤT NHANH THEO KHOẢNG CÁCH. TRONG KHI ĐÓ CÁC SÓNG CAO TẦN LẠI CÓ KHẢ NĂNG PHÁT ĐI XA ĐƯỢC. VÌ VẬY, NGƯỜI TA PHẢI TÌM CÁCH LÀM CHO MỘT THÔNG SỐ NÀO ĐÓ CỦA SÓNG CAO TẦN ĐƯỢC BIẾN ĐỔI THEO QUY LUẬT CỦA SÓNG ÂM THANH RỒI DÙNG SÓNG ĐÓ PHÁT ĐI XA. QUÁ TRÌNH BIẾN ĐỔI THÔNG SỐ NÀY GỌI LÀ QUÁ TRÌNH ĐIỀU CHẾ TÍN HIỆU. SÓNG ÂM TẦN TRONG TRƯỜNG HỢP NÀY GỌI LÀ **SÓNG ĐIỀU CHẾ** VÀ SÓNG CAO TẦN GỌI LÀ **SÓNG MANG**. TẠI NƠI THU, TRÊN CƠ SỞ SÓNG CAO TẦN THU NHẬN ĐƯỢC, NGƯỜI TA DÙNG KỸ THUẬT **TÁCH SÓNG** ĐỂ THU NHẬN LẠI TÍN HIỆU ĐIỀU CHẾ CHỨA ĐUNG THÔNG TIN CẦN THIẾT. TA SẼ KHẢO SÁT TỶ MỖ CÁC QUÁ TRÌNH NÀY TRONG MỘT CHƯƠNG SAU. DO VẬY, Ở ĐÂY CHỈ ĐỀ CẬP TỚI MỘT VÀI VẤN ĐỀ CHUNG NHẤT LIÊN QUAN ĐẾN BẢN CHẤT TÍN HIỆU ĐIỀU CHẾ.

TRONG TRƯỜNG HỢP TỔNG QUÁT, GIẢ SỬ MUỐN GẮN MỘT SÓNG ĐIỀU CHẾ $F(t)$ LÊN MỘT SÓNG MANG $F(A, B, C, \dots)$ VỚI A, B, C, \dots LÀ CÁC THÔNG SỐ ĐIỀU CHẾ (THÍ DỤ BIÊN ĐỘ, TẦN SỐ, ...). NẾU LẦN LƯỢT TA CHO MỘT TRONG CÁC THÔNG SỐ A, B, C THAY ĐỔI THEO QUY LUẬT CỦA $F(t)$ TA SẼ CÓ LẦN LƯỢT CÁC DẠNG ĐIỀU CHẾ A , DẠNG ĐIỀU CHẾ B , DẠNG ĐIỀU CHẾ C , V.V...

THÍ DỤ: $A_M = A + \Delta A F(t)$ TRONG ĐÓ ΔA LÀ HẰNG SỐ. TỪ ĐÓ CÓ $F_M = F(A_M, B, C, \dots)$

QUÁ TRÌNH NÀY ĐƯỢC THỰC HIỆN TỪ PHÍA PHÁT, NGHĨA LÀ TỪ 2 SÓNG $F(t)$ VÀ $F(t)$ TA SẼ TẠO RA MỘT SÓNG $F_M(t)$. BÊN PHÍA THU PHẢI CÓ NHIỆM VỤ TÁCH RA TỪ

F_M HÀM ĐIỀU CHẾ $F(T)$. ĐÓ LÀ QUÁ TRÌNH **GIẢI ĐIỀU CHẾ** HAY CÒN GỌI LÀ QUÁ TRÌNH **TÁCH SÓNG**.

DO TÍN HIỆU CÓ 3 THÔNG SỐ: BIÊN ĐỘ, TẦN SỐ VÀ PHA NÊN THƯỜNG CŨNG CÓ 3 LOẠI ĐIỀU CHẾ: ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ, ĐIỀU CHẾ TẦN SỐ VÀ ĐIỀU CHẾ PHA.

MỘT HÌNH THỨC THÔNG TIN THƯỜNG GẶP LÀ DÙNG CÁC SÓNG MANG LÀ CÁC DAO ĐỘNG ĐIỀU HOÀ CÓ TẦN SỐ CAO HƠN NHIỀU TẦN SỐ CỦA SÓNG ĐIỀU CHẾ VÀ TA CÓ TÍN HIỆU **ĐIỀU CHẾ CAO TẦN**. CÁC TẦN SỐ SÓNG MANG ĐƯỢC SỬ DỤNG NẪM TRONG DẢI KHÁ RỘNG TỪ VÀI CHỤC KHZ ĐẾN VÀI CHỤC GHZ THƯỜNG ĐƯỢC CHIA THÀNH CÁC DẢI NHƯ BẢNG SAU.

DẢI SÓNG	DẢI TẦN SỐ	DẢI BƯỚC SÓNG
SÓNG CỰC DÀI (VLW)	3 KHZ – 30 KHZ	100KM – 10 KM
SÓNG DÀI (LW)	30 KHZ – 300 KHZ	10KM – 1KM
SÓNG TRUNG (MW)	300 KHZ – 3000 KHZ	1000M – 100M
SÓNG NGẮN (SW)	3 MHZ – 30 MHZ	100M – 10M
SÓNG CỰC NGẮN (VSW):		
MÉT	30MHZ – 300MHZ	10M – 1M
ĐỀCIMET	300MHZ – 3.000MHZ	10DM – 1DM
CENTIMET	3GHZ – 30GHZ	10CM – 1CM
MILIMET	30GHZ – 300GHZ	10MM – 1MM

2.5.2. ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ

TA HÃY XÉT MỘT QUÁ TRÌNH ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ ĐƠN GIẢN NHƯ SAU. SÓNG MANG CAO TẦN ĐIỀU HOÀ CÓ BIỂU THỨC CỦA ĐIỆN ÁP:

$$F(T) = U_0 \cos(\omega_0 T - \varphi_0)$$

GIẢ THIẾT TIN TỨC CÓ DẠNG $M(T)$ VÀ LÀ HÀM SỐ ĐÃ CHUẨN HOÁ $-1 \leq M(T) \leq 1$ HAY $|M(T)| \leq 1$

KHI ĐÓ, VỚI TÍN HIỆU ĐIỀU BIÊN TA CÓ:

$U_M(T) = U_0 + \Delta U M(T)$, TRONG ĐÓ ΔU LÀ SỐ GIA CỰC ĐẠI CỦA BIÊN ĐỘ ĐIỆN ÁP SAO CHO CÓ BIỂU THỨC SAU ĐÂY CỦA DAO ĐỘNG ĐIỀU BIÊN:

$$F_A = U_{DB} = [U_0 + \Delta U M(T)] \cos(\omega_0 T - \varphi_0)$$

(2.34)

VIẾT LẠI BIỂU THỨC (2.34) DƯỚI DẠNG SAU:

$$U_{db}(t) = U_0 \left[1 + \frac{\Delta U}{U_0} m(t) \right] \cos(\omega_0 t - \varphi_0) \quad (2.35)$$

$$\gamma \equiv \frac{\Delta U}{U_0} \quad \text{GỌI LÀ HỆ SỐ ĐIỀU BIÊN HAY ĐỘ SÂU ĐIỀU CHẾ ĐẢM BẢO } 0 \leq \gamma \leq$$

1

KHAI TRIỂN (2.35) DỄ DÀNG TÌM ĐƯỢC PHỔ CỦA TÍN HIỆU ĐIỀU BIÊN:

$$U_{db}(T) = U_0 \cos(\omega_0 T - \varphi_0) + \gamma U_0 M(T) \cos(\omega_0 T - \varphi_0)$$

SỐ HẠNG THỨ NHẤT LÀ MỘT DAO ĐỘNG ĐIỀU HOÀ THUẦN TUYẾT, PHỔ CỦA NÓ THEO (2.20) LÀ:

$$S_1(\omega) = \frac{1}{2} U_0 \left[e^{-j\varphi_0} \delta(\omega - \omega_0) + e^{j\varphi_0} \delta(\omega + \omega_0) \right]$$

SỐ HẠNG THỨ HAI LÀ TÍCH CỦA HAI TÍN HIỆU $M(T)$ VÀ $\cos(\omega_0 T - \varphi_0)$ VỚI HỆ SỐ γU_0 .

GỌI $S_M(\omega)$ LÀ PHỔ CỦA $M(T)$, DÙNG CÔNG THỨC TÍNH PHỔ CỦA TÍCH HAI TÍN HIỆU TA CÓ:

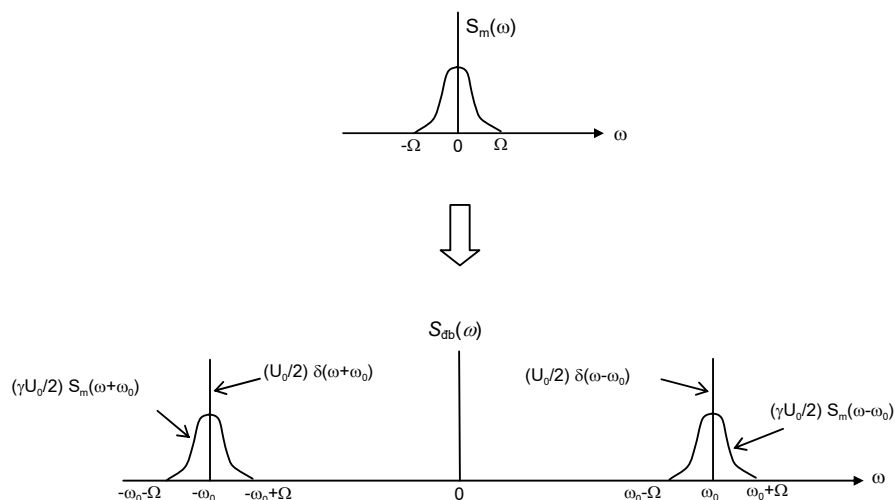
$$S_2(\omega) = \frac{\gamma U_0}{2} \left[e^{-j\varphi_0} S_m(\omega - \omega_0) + e^{j\varphi_0} S_m(\omega + \omega_0) \right]$$

$$S_{db}(\omega) = S_1(\omega) + S_2(\omega) = \frac{1}{2} U_0 \left\{ e^{-j\varphi_0} [\delta(\omega - \omega_0) + \gamma S_m(\omega - \omega_0)] + e^{j\varphi_0} [\delta(\omega + \omega_0) + \gamma S_m(\omega + \omega_0)] \right\} \quad (2.36)$$

CÔNG THỨC NÀY CHO THẤY PHỔ CỦA TÍN HIỆU ĐIỀU BIÊN GỒM: CÁC THÀNH PHẦN ĐIỀU HOÀ CÓ TẦN SỐ $\pm \omega_0$ CỦA SÓNG MANG VỚI BIÊN ĐỘ $U_0/2$ VÀ CÁC PHỔ $S_M(\omega)$ CÓ MẬT ĐỘ PHỔ CỰC ĐẠI $\pm \Omega$ CỦA SÓNG ĐIỀU CHẾ DI CHUYỂN ĐẾN XUNG QUANH CÁC TẦN SỐ $\pm \omega_0$ VỚI HỆ SỐ $\gamma U_0/2$. HÌNH 2.9. CHỈ RÕ MỐI QUAN HỆ NÀY TRONG MIỀN TẦN SỐ. RÕ RÀNG, KẾT QUẢ CỦA SỰ ĐIỀU BIÊN LÀ MỘT SỰ DI CHUYỂN PHỔ CỦA SÓNG ĐIỀU CHẾ (CHỨA TIN TỨC) TRÊN THANG TẦN SỐ TỪ MIỀN CÁC TẦN SỐ THẤP LÊN MIỀN CÁC TẦN SỐ CAO. DO ĐÓ TÍN HIỆU ĐIỀU BIÊN SẼ CÓ KHẢ NĂNG BỨC XẠ DỄ DÀNG ĐI XA.

XÉT TRONG THỰC TẾ CHỈ CÓ CÁC TẦN SỐ DƯƠNG THÌ PHỔ CỦA SÓNG ĐƯỢC ĐIỀU CHẾ GỒM MỘT VẠCH Ở TRUNG TÂM CÓ TẦN SỐ ω_0 , VẠCH NÀY CHỈ RÕ SỰ CÓ MẶT CỦA SÓNG MANG. SẮP XẾP ĐỐI XỨNG HAI BÊN VẠCH SÓNG MANG LÀ CÁC PHẦN ĐỐI XỨNG CỦA PHỔ SÓNG ĐIỀU CHẾ TẦN SỐ THẤP $S_M(\omega)$, GỌI LÀ **HAI DẢI BÊN**. CHỈ CÓ CÁC DẢI NÀY MỚI CHỨA ĐỤNG TIN TỨC ĐƯỢC TRUYỀN ĐI. ĐỂ TIẾT KIỆM CÔNG SUẤT PHÁT, CÓ KHI NGƯỜI TA CHỈ BỨC XẠ CÁC DẢI BÊN MÀ VẪN ĐẢM BẢO

THÔNG TIN. TRONG TRƯỜNG HỢP NÀY, TÍN HIỆU PHÁT ĐƯỢC GỌI LÀ TÍN HIỆU **ĐIỀU BIÊN CÂN BẰNG**. CÓ KHI CHỈ CẦN PHÁT 1 DẢI BÊN LÀ ĐỦ VÀ CÓ TÍN HIỆU ĐIỀU BIÊN MỘT DẢI BÊN HAY TÍN HIỆU **PHÁT ĐƠN BIÊN**.



HÌNH 2.9. SỰ DI CHUYỂN PHỔ TRONG SÓNG ĐIỀU CHẾ.

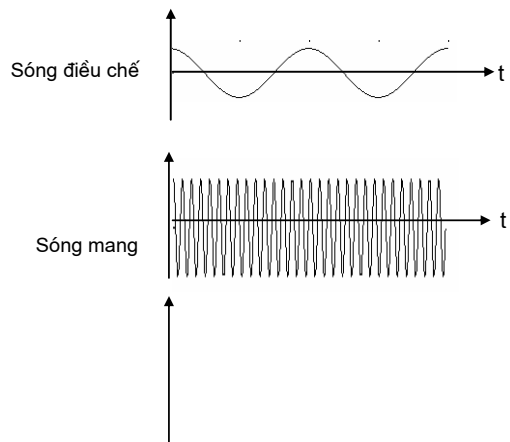
XÉT TRƯỜNG HỢP ĐƠN GIẢN, SÓNG ĐIỀU CHẾ $M(t)$ LÀ MỘT HÌNH SIN $m(t) = A_0 \sin \Omega t$, TA CÓ:

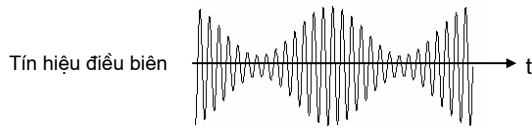
$$U_{db} = U_0 [1 + \gamma A_0 \sin \Omega t] \cos \omega_0 t$$

TRIỂN KHAI RA TA CÓ:

$$U_{db} = U_0 \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} U_0 \gamma A_0 \sin(\omega_0 + \Omega)t - \frac{1}{2} U_0 \gamma A_0 \sin(\omega_0 - \Omega)t \quad (2.37)$$

VẬY PHỔ CỦA TÍN HIỆU BAO GỒM 3 THÀNH PHẦN ω_0 VÀ $\omega_0 \pm \Omega$. HÌNH 2.10 LÀ ĐỒ THỊ CỦA TÍN HIỆU ĐIỀU BIÊN VỚI SÓNG ĐIỀU CHẾ HÌNH SIN THEO THỜI GIAN VÀ PHỔ CỦA NÓ TẠI CÁC TẦN SỐ DƯỠNG.





HÌNH 2.10. TÍN HIỆU ĐIỀU BIÊN VỚI SÓNG ĐIỀU CHẾ HÌNH SIN VÀ PHỔ CỦA NÓ.

2.5.3. ĐIỀU CHẾ GÓC

CÁC TÍN HIỆU ĐIỀU TẦN VÀ ĐIỀU PHA CÓ ĐẶC ĐIỂM CHUNG LÀ BIÊN ĐỘ KHÔNG ĐỔI CÒN GÓC PHA PHỤ THUỘC VÀO SÓNG ĐIỀU CHẾ $M(t)$. DO ĐÓ CHÚNG THƯỜNG ĐƯỢC GỌI LÀ CÁC TÍN HIỆU ĐIỀU CHẾ GÓC VÌ TẦN SỐ THỰC RA LÀ VI PHÂN CỦA GÓC PHA TỨC THỜI THEO THỜI GIAN ($\omega = D(\omega t + \varphi_0) = D\varphi / Dt$) VÀ CÓ THỂ BIỂU DIỄN TỔNG QUÁT NHƯ SAU:

$$U_{dgg}(t) = U_0 \cos[\omega_0 t - \theta(t)] \quad (2.38)$$

TRONG ĐÓ $\theta(t)$ PHỤ THUỘC $M(t)$ VÀ BIẾN THIÊN CHẬM SO VỚI $\omega_0 t$.

VÌ TẦN SỐ BIẾN THIÊN THEO THỜI GIAN, NÊN Ở ĐÂY PHẢI ĐƯA VÀO KHÁI NIỆM *TẦN SỐ TỨC THỜI*. TRONG TRƯỜNG HỢP $M(t)$ CÓ DẠNG ĐIỀU HOÀ $M(t) = A_0 \cos \Omega t$, VỚI SÓNG MANG CÓ DẠNG $U_0 \cos \omega_0 t$ THÌ TẦN SỐ TỨC THỜI ĐƯỢC ĐỊNH NGHĨA LÀ:

$$\omega \equiv \omega_0 + k A_0 \cos \Omega t$$

VÀ CÓ BIỂU THỨC TÍN HIỆU ĐIỀU TẦN LÀ:

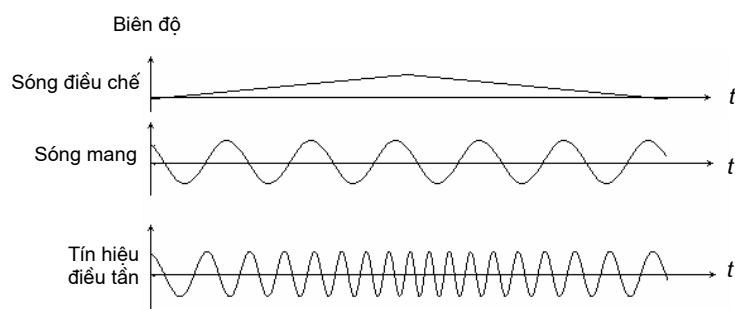
$$U_{dt}(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 t + \frac{k A_0}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0 \right]$$

NHƯ VẬY, BIÊN ĐỘ CỦA TÍN HIỆU ĐIỀU CHẾ BẰNG U_0 KHÔNG THAY ĐỔI, TRONG KHI TẦN SỐ TỨC THỜI ω THAY ĐỔI XUNG QUANH ω_0 VỚI NHỊP Ω VÀ TỶ LỆ VỚI BIÊN ĐỘ CỦA ĐIỆN ÁP ĐIỀU CHẾ.

TẦN SỐ ω_0 KHI KHÔNG CÓ ĐIỀU CHẾ GỌI LÀ *TẦN SỐ TRUNG TÂM*. SỰ ĐIỀU CHẾ LÀM THAY ĐỔI TẦN SỐ TỨC THỜI GIỮA 2 GIÁ TRỊ CỰC ĐIỂM $(\omega_0 - \Delta\omega)$ VÀ $(\omega_0 + \Delta\omega)$. $\Delta\omega$ LÀ *ĐỘ LỆCH TẦN SỐ* VÀ NÓ TỶ LỆ VỚI BIÊN ĐỘ TÍN HIỆU ĐIỀU CHẾ ($\Delta\omega = K A_0$).

TRONG ĐIỀU CHẾ GÓC, CÁC TÍNH TOÁN VỀ PHỔ TẦN SỐ PHỨC TẠP HƠN TRƯỜNG HỢP ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ NÊN KHÔNG THUỘC PHẠM VI GIÁO TRÌNH NÀY. CÁC KẾT QUẢ TÍNH TOÁN CHO THẤY PHỔ CÓ CHỨA MỘT TẦN SỐ TRUNG TÂM ω_0 VÀ MỘT LOẠT CÁC TẦN SỐ BIÊN $\omega_0 \pm K\Omega$, VỚI K LÀ SỐ NGUYÊN. BIÊN ĐỘ CỦA CÁC VẠCH PHỔ THAY ĐỔI THEO TỶ SỐ $\Delta\omega / \Omega$ VÀ GIẢM RẤT NHANH.

HÌNH 2.11. LÀ GIẢN ĐỒ TÍN HIỆU ĐIỀU TẦN TRONG TRƯỜNG HỢP SÓNG ĐIỀU CHẾ LÀ HÀM TĂNG-GIẢM TUYẾN TÍNH THEO THỜI GIAN VÀ SÓNG MANG LÀ ĐIỀU



HOÀ.

HÌNH 2.11. DẠNG PHỤ THUỘC THỜI GIAN CỦA MỘT LOẠI TÍN HIỆU ĐIỀU TẦN.

CHƯƠNG 3

CÁC PHƯƠNG PHÁP CƠ BẢN KHẢO SÁT MẠCH ĐIỆN TỬ

Mạch điện là mô hình của các hệ thống tạo và biến đổi các tín hiệu điện tử. Do quá trình tạo và xử lý tín hiệu là phức tạp nên nói chung, một mạch điện tử thường bao gồm nhiều loại phần tử nối ghép với nhau theo nhiều cách. Mỗi phần tử trong mạch có nhiệm vụ riêng đặc trưng bởi các thông số của nó và phụ thuộc vào vị trí của nó trong hệ thống.

3.1. Các phần tử, thông số tích cực và thụ động của mạch điện

Để thực hiện các nhiệm vụ trên, có thể xếp các thông số của mạch theo hai loại cơ bản là *thông số tích cực* và *thông số thụ động*.

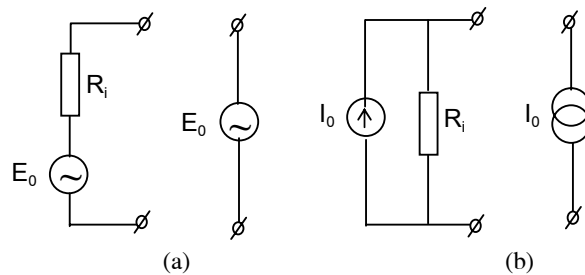
3.1.1. Các phần tử và thông số tích cực

Các thông số tích cực là các thông số đặc trưng cho tính chất tạo ra tín hiệu hoặc cung cấp năng lượng của các phần tử mạch điện. Thuộc loại này có hai thông số cơ bản là sức điện động $E(t)$ và dòng điện $I(t)$. Nhiều phần tử trong mạch có khả năng tự nó (hay do chịu tác động phi điện ở bên ngoài) tạo ra các điện áp hay dòng điện khác nhau. Những phần tử đó có tên gọi chung là **nguồn**. Thí dụ các bộ pin, ắc-quy, các máy phát điện, v.v... do chuyển hoá các dạng năng lượng khác thành năng lượng điện, sinh ra ở hai cực của nó một điện áp nào đó khi mắc tải vào hai cực đó. Các phần tử như tế bào quang điện, các micro phon hay biến tử áp điện và cả những linh kiện bán dẫn có tính khuếch đại tín hiệu như transistor, vi mạch, v.v... như trình bày về sau cũng thuộc loại này.

Do cách xác định hai thông số tạo nguồn sẽ dẫn tới sự phân loại các phần tử tích cực thành hai loại: *nguồn điện áp* và *nguồn dòng điện*.

Nguồn điện bình thường (thí dụ như pin hoặc ắc-quy) ít nhiều đều có điện áp và dòng điện ra biến đổi theo thời gian khi các nhân tố như trở tải, nhiệt độ phòng, sự già hoá của chất điện hoá làm nguồn, v.v... thay đổi. Một nguồn điện áp trong thực tế được biểu diễn bằng một nguồn có sức điện động $E_0 = \text{const}$ không đổi mắc nối tiếp với một trở nội R_i như hình 3.1.a.

Nếu $R_i \neq 0$ thì điện áp ra đặt trên hai đầu điện trở tải sẽ biến đổi theo giá trị của tải. Nhưng trong trường hợp lý tưởng, khi $R_i \rightarrow 0$ thì điện áp này là không đổi dù tải có biến đổi thế nào đi nữa. Lúc đó ta có một *nguồn điện áp lý tưởng* hay thường gọi tắt là **nguồn điện áp**. Cũng lý luận như vậy ta có *nguồn dòng điện lý tưởng*, gọi tắt là **nguồn dòng điện**, nếu nguồn này có trở nội R_i bằng vô cùng. Như vậy một nguồn dòng thực tế gồm một nguồn dòng lý tưởng I_0 mắc song song với một nội trở R_i như hình 3.1.b.



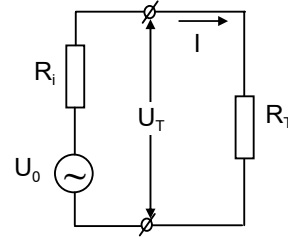
Hình 3.1. a) Nguồn điện áp thực và lý tưởng,

b) Nguồn dòng điện thực và lý tưởng.

Xét một mạch điện như hình 3.2. Theo định luật Ohm ta có điện áp trên trở tải là:

$$U_T = U_0 - R_i I \quad \text{hay} \\ I = \frac{U_0 - U_T}{R_i} = \frac{U_0}{R_i} - \frac{U_T}{R_i} = I_0 - \frac{U_T}{R_i}$$

Ở đây gọi giá trị $I_0 \equiv U_0 / R_i$ là **dòng ngắn mạch** nghĩa là dòng cực đại mà nguồn có thể cấp cho mạch điện ngoài trong trường hợp cho trở tải bằng 0 (ngắn mạch). Việc lựa chọn cách mô tả nguồn là tùy thuộc vào trở nội nhỏ hay lớn so với trở tải R_T .



Hình 3.2. Dòng ngắn mạch I_0 .

3.1.2. Các phần tử và thông số thụ động

Các thông số thụ động đặc trưng cho các tính chất không tạo tín hiệu và không cung cấp năng lượng của các phần tử mạch điện. Thuộc loại này có ba thông số cơ bản: *điện trở* (nghịch đảo của nó là điện dẫn), *điện cảm* và *điện dung*. Các phần tử có các thông số này gọi là các *phần tử thụ động*.

Phản ứng thụ động của một phần tử hay của mạch điện thể hiện qua sự thay đổi trạng thái của nó khi chịu tác động kích thích. Còn trạng thái này lại được biểu hiện qua điện áp và dòng điện đặt lên nó. Để đặc trưng cho phản ứng của các phần tử mạch điện đối với các tác động của điện áp và dòng điện, người ta dùng các thông số quán tính và không quán tính.

Thông số không quán tính đặc trưng cho tính chất của phần tử khi điện áp tạo nên trên hai đầu của nó (hay dòng điện chạy qua nó) tỷ lệ trực tiếp với dòng điện (hay điện áp đặt trên hai đầu của nó). Thông số này gọi là điện trở (hay điện dẫn) của phần tử, được ký hiệu là R (hay G) và xác định bởi công thức:

$$U(t) = R.I(t) \quad \text{và} \quad I(t) = G.U(t)$$

Điện trở có thứ nguyên vôn/ ampe và được đo bằng đơn vị *ôm* (Ω), điện dẫn có thứ nguyên $1/\Omega$ và đo bằng đơn vị *simen* (S) khi điện áp đo bằng vôn và dòng điện đo bằng ampe.

Thông số quán tính gồm có hai loại:

1. *Thông số điện cảm* đặc trưng cho tính chất của phần tử khi điện áp trên hai đầu của nó tỷ lệ với tốc độ biến thiên của dòng điện chạy qua nó. Thông số điện cảm ký hiệu là L và xác định bởi công thức:

$$U(t) = L \frac{dI(t)}{dt}$$

Điện cảm có thứ nguyên vôn. giây/ ampe và đo bằng đơn vị hen-ri (H).

Cùng một bản chất vật lý với thông số điện cảm còn có thông số *hỗ cảm* đặc trưng cho ảnh hưởng của dòng điện chạy trong một phần tử đến một phần tử khác đặt ở lân cận có hoặc không nối với nhau về điện. Nếu trong phần tử k có dòng chảy qua là I_k thì do *hỗ cảm* trên phần tử l sẽ có điện áp *hỗ cảm*:

$$U_l(t) = M_{kl} \frac{dI_k(t)}{dt}$$

M_{kl} gọi là hệ số hồ cảm giữa các phần tử k và l .

Ngược lại, nếu trong l có dòng I_l thì qua tác dụng hồ cảm nó cũng gây ra trên phần tử k điện

áp
$$U_k(t) = M_{lk} \frac{dI_l(t)}{dt}$$

Như vậy, do tác dụng đồng thời của các thông số điện cảm của bản thân và hồ cảm với một phần tử lân cận, trên một phần tử sẽ có điện áp:

$$U_l(t) = L \frac{dI_l(t)}{dt} \pm M_{kl} \frac{dI_k(t)}{dt}$$
$$U_k(t) = L \frac{dI_k(t)}{dt} \pm M_{kl} \frac{dI_l(t)}{dt}$$

Dấu \pm được lấy tùy theo quan hệ về chiều của các điện áp tự cảm và hồ cảm.

2. *Thông số điện dung* đặc trưng cho tính chất của phần tử mạch điện khi dòng điện đi qua nó tỷ lệ với tốc độ biến thiên của điện áp đặt trên phần tử. Về mặt vật lý, dòng điện như vậy mang tính chất của *dòng điện dịch* có quan hệ với điện áp như sau:

$$I(t) = C \frac{dU(t)}{dt} \quad \text{hay} \quad U(t) = \frac{1}{C} \int I(t) dt = \frac{Q(t)}{C}$$

với $Q(t)$ là điện tích trên phần tử.

Hệ số tỷ lệ C gọi là điện dung của phần tử và có thứ nguyên ampe. giây/ vôn và được đo bằng đơn vị Fara (F).

3.2. Các phần tử, mạch tuyến tính và phi tuyến

Nếu các thông số R , L hoặc C của một phần tử là các hằng số, không phụ thuộc vào điện áp ở hai đầu và dòng điện đi qua nó thì phần tử đó gọi là phần tử tuyến tính. Ngược lại khi thông số của phần tử phụ thuộc vào điện áp ở hai đầu hay dòng điện đi qua nó thì phần tử là phi tuyến.

Mạch điện chứa toàn các phần tử tuyến tính gọi là *mạch điện tuyến tính*.

Nếu trong mạch có chứa dù chỉ một phần tử phi tuyến thì mạch đó là *mạch phi tuyến*.

Từ các định nghĩa trên ta có thể thấy tính chất của mạch tuyến tính như sau:

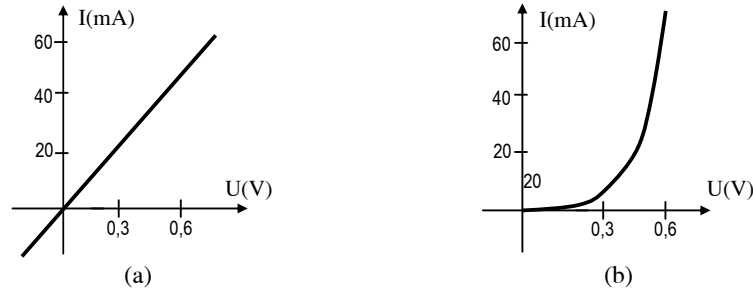
1. Đặc trưng vôn-ampe V-A là một đường thẳng.
2. Các quá trình trong hệ được biểu diễn bởi một hệ phương trình vi phân tuyến tính thiết lập theo các định luật Kirchhoff.
3. Mạch tuyến tính tuân theo nguyên lý xếp chồng. Nghĩa là khi tác dụng lên mạch nhiều sức điện động thì dòng trong mạch là tổng của các dòng thành phần, mỗi dòng tương ứng với một sức điện động riêng phần đó.
4. Dưới tác động của tín hiệu có phổ tần số bất kỳ, trong mạch tuyến tính không sinh ra các sóng hài (hoạ ba) với các tần số mới.

Đối với các mạch phi tuyến thì ngược lại:

1. Đặc trưng V-A không là đường thẳng.

2. Phương trình của mạch là phương trình vi phân phi tuyến.
3. Không áp dụng được nguyên lý xếp chồng.
4. Dưới tác động của tín hiệu bất kỳ, trong mạch có thể sinh ra các tín hiệu có tần số khác.

Hình 3.3.a là đặc trưng V-A của một phần tử tuyến tính điển hình là *cái điện trở* có giá trị là điện trở $R = dU/dI = \text{const}$ được biểu diễn bằng một đường thẳng. Trong khi hình 3.3.b là đặc trưng V-A của một phần tử phi tuyến như *cái diode bán dẫn* trong đó điện trở của nó phụ thuộc vào điện áp đặt trên hai đầu diode.



Hình 3.3. Đặc trưng V-A của điện trở (a) và của diode bán dẫn (b).

3.3. Các định luật Kirchhoff

Mục đích của việc tính toán các mạch điện là xác định điện áp và dòng điện tại các đoạn mạch. Trong thực tế thường chọn một trong các điểm trên mạch làm điểm gốc và gán cho nó giá trị điện thế bằng không (0 V). Trong kỹ thuật gọi điểm đó là **mass** và thường điểm này hay được nối với đất nên cũng thường được gọi là **điểm đất**.

Trước tiên ta điểm lại vài khái niệm cơ bản liên quan đến mạch điện trong lý thuyết mạch khi được áp dụng định luật Kirchhoff.

Nhánh là phần của mạch chỉ gồm các linh kiện, phần tử nối tiếp nhau và qua đó chỉ có một dòng điện duy nhất chảy qua.

Nút là điểm của mạch chung cho từ 3 nhánh trở lên.

Vòng là phần của mạch bao gồm một số nhánh và nút hợp thành một đường đi kín qua đó mỗi nhánh và nút chỉ gặp một lần (trừ nút xuất phát của đường đi).

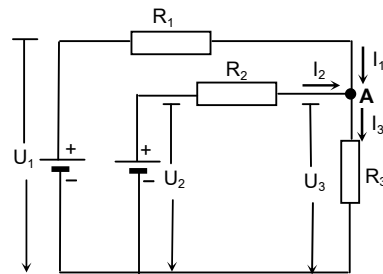
3.3.1. Định luật thứ nhất cho các dòng đi qua một nút mạch được phát biểu như sau:

Tổng các dòng điện ở một nút mạch điện bằng không.

$$\sum_n I_n = 0 \quad (3.1)$$

Thí dụ, tính thế U_3 trong mạch như hình 3.4. sau:

Tại điểm nút A của mạch điện, nếu quy ước 2 dòng vào I_1 và I_2 là dương, còn dòng ra I_3 có dấu âm, theo định luật Kirchhoff thứ nhất ta sẽ có: $I_1 + I_2 - I_3 = 0$



Hình 3.4. Mạch nút.

Theo định luật Ohm có:

$$I_1 = (U_1 - U_3) / R_1 \quad I_2 = (U_2 - U_3) / R_2 \quad I_3 = U_3 / R_3$$

Thay vào công thức trên có:

$$U_3 = \frac{U_1 R_2 R_3 + U_2 R_1 R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}$$

3.3.2. Định luật thứ hai cho các điện áp trong một mạch vòng được phát biểu như sau:

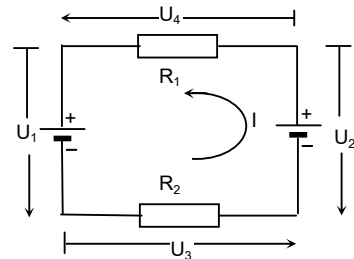
Tổng các điện áp trong một mạch vòng khép kín là bằng không.

$$\sum_i U_i = 0 \quad (3.2)$$

Thí dụ, trong mạch vòng kín trên hình 3.5 nếu quy ước chiều của dòng điện trong vòng như hình vẽ, ta có:

$$U_1 + U_4 - U_2 + U_3 = 0$$

$$U_1 + IR_2 - U_2 + IR_1 = 0$$



Hình 3.5. Mạch vòng.

3.4. Các mạch tương đương Thevenin và Norton

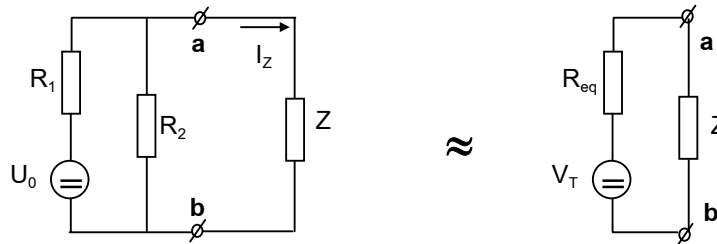
Nhà điện báo người Pháp Thevenin đã phát biểu một định lý mang tên ông nhằm làm đơn giản phép phân tích mạch điện. Nó cho phép thay thế toàn bộ mạch bằng một máy phát thế tương đương như sau:

Một mạch bất kỳ gồm các trở và các nguồn sức điện động có hai chốt lồi ra a và b đều có thể thay thế bằng một nguồn thế V_T và một trở tương đương R_{eq} mắc nối tiếp. Độ lớn và phân cực của V_T đồng nhất với thế hở mạch tại a và b còn điện trở tương đương được tính trên tải với tất cả các nguồn được tắt (đoạn mạch qua nguồn thế và hở mạch qua nguồn dòng).

Thí dụ, có mạch điện gồm sức điện động U_0 mắc nối tiếp với trở R_1 sau đó mắc song song với trở R_2 và một tải Z giữa 2 chốt a và b gồm nhiều phần tử và có dòng chảy I_Z chảy qua như hình 3.6. Có thể chứng minh được rằng qua mạch Z vẫn có dòng I_Z chảy qua nếu tác dụng vào mạch một nguồn có sức điện động bằng:

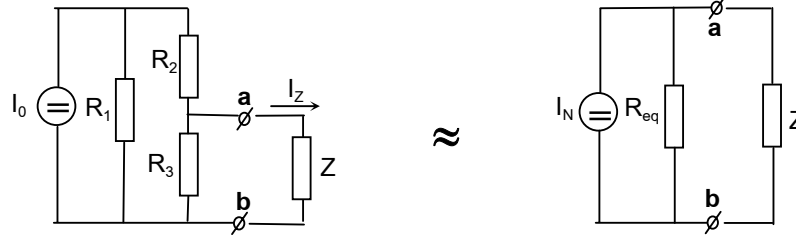
$$V_T = \frac{U_0 R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{và có trở nội bằng } R_{eq} = R_1 // R_2$$

Lúc này $I_Z = V_T / (R_{eq} + Z)$



Hình 3.6. Một mạch tương đương Thevenin.

Người Mỹ Norton cũng đưa ra một mạch tương đương gồm một nguồn dòng I_N được nối song song với một trở tương đương R_{eq} . Trở này cũng được tính như trên, còn giá trị nguồn dòng I_N được tính bằng cách đoản mạch trở tải Z và tính dòng đoản mạch. Hình 3.7 là thí dụ về việc chuyển một sơ đồ sang sơ đồ tương đương Norton và có thể tính các giá trị I_N và R_{eq} như quy tắc này.



Hình 3.7. Một mạch tương đương Norton.

Giữa nguồn thế Thevenin và nguồn dòng Norton có mối quan hệ như sau;

$$V_T = I_N R_{eq} \quad (3.3)$$

3.5. Điều kiện chuẩn dừng về quá trình sóng trong mạch điện

Định luật Kirchhoff được thực hiện với giả thiết rằng dòng điện trong một đoạn mạch không rẽ nhánh có cùng một giá trị tại mọi thiết diện ngang của đoạn mạch đó.

Trong khi đó các kích thích điện từ được lan truyền đi trong không gian từ điểm này đến điểm khác trên mạch điện với vận tốc hữu hạn v (cao nhất là bằng vận tốc ánh sáng). Do đó, dòng tại một điểm N trên mạch điện cách điểm M một đoạn L (hình 3.8.) sẽ bị trễ một lượng

$$\tau = L/v.$$

Nếu dòng điện tín hiệu lan truyền trong mạch là sóng sin có tần số f thì một câu hỏi đặt ra là kích thước mạch điện cần phải thế nào để dòng điện tại mọi điểm của mỗi đoạn mạch không rẽ nhánh có cùng một giá trị tại mỗi thời điểm khảo sát. Hay nói cách khác, tìm điều kiện để có thể áp dụng định luật Kirchhoff để tính các thông số và các đại lượng trên mạch điện.

Điều kiện đó là:

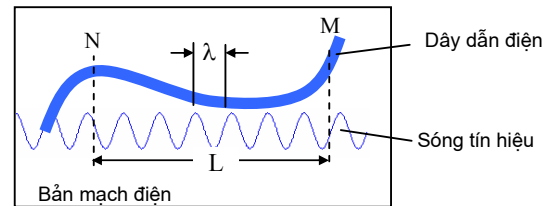
$$\tau \ll T \quad \text{trong đó } T \text{ là chu kỳ dao động của dòng điện và bằng } 1/f.$$

Tức là:

$$L/v \ll T \quad \text{hay} \quad L \ll vT = \lambda \quad (3.4)$$

Trong đó λ là bước sóng của tín hiệu truyền trong mạch.

Từ đó kết luận rằng nếu muốn áp dụng định luật Kirchhoff cho một mạch điện thì kích thước của bản mạch phải nhỏ hơn nhiều bước sóng của tín hiệu được truyền trên bản mạch đó. Một mạch điện ở trong



Hình 3.8. Kích thước bản mạch điện và bước sóng tín hiệu.

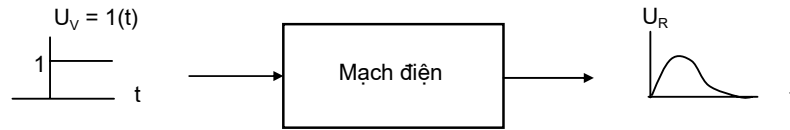
điều kiện như vậy gọi là ở trong **trạng thái chuẩn dừng**. Nói chung các mạch điện trong các thiết bị điện tử thông dụng được trình bày trong khuôn khổ của giáo trình này với kích thước trung bình ≤ 50 cm, được thiết kế làm việc trong dải sóng tới hàng trăm MHz (có bước sóng λ cỡ $3 \cdot 10^8 \times 1/10^8 = 3$ m) đều thỏa mãn điều kiện chuẩn dừng. Trừ các trường hợp tần số làm việc trong dải sóng siêu cao (bước sóng cỡ dm, cm hoặc ngắn hơn nữa) phải được khảo sát riêng trong các giáo trình về kỹ thuật siêu cao tần.

3.6. Đặc trưng quá độ và đặc trưng dừng của mạch điện

Ta đã biết đối với một tín hiệu có 2 quá trình: quá trình quá độ và quá trình dừng. Một mạch điện cũng được xác định bởi 2 quá trình như vậy. Mỗi quá trình được lượng hoá bằng đặc trưng của chúng: đặc trưng quá độ và đặc trưng dừng.

3.6.1. Đặc trưng quá độ (transient response)

Đặc trưng quá độ của mạch điện là sự phụ thuộc thời gian của điện áp lối ra trên mạch khi tác động tín hiệu nhảy bậc đơn vị ở lối vào.



Hình 3.9. Đặc trưng quá độ của mạch điện.

3.6.2. Đặc trưng dừng (static state response)

Xét trường hợp tín hiệu trên mạch là sóng điều hoà có tần số ω . Trong trạng thái dừng, tỷ số giữa thế lối ra trên thế lối vào của mạch điện phụ thuộc không chỉ vào biên độ mà còn phụ thuộc vào độ lệch pha giữa thế và dòng chảy qua mạch. Do vậy, có thể biểu diễn tỷ số này bằng một số phức có biên độ và pha tương ứng và gọi nó là **hệ số truyền phức** của mạch.

$$\vec{K}(\omega) \equiv \frac{\vec{U}_{ra}}{\vec{U}_{vào}} = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)} \quad (3.5)$$

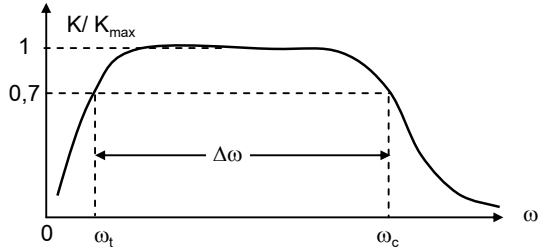
Lúc này mô-đun K và góc lệch pha φ là các hàm phụ thuộc tần số của tín hiệu:

$$K = K(\omega) \quad \text{và} \quad \varphi = \varphi(\omega)$$

Đây là hai **đặc trưng dừng** của mạch điện và tương ứng được gọi là đáp ứng biên độ-tần số (thường gọi là **đáp ứng tần số**) và đáp ứng pha-tần số (thường gọi là **đáp ứng pha**).

Nếu K là không đổi trên suốt trục tần số thì tín hiệu truyền qua sẽ không bị mất mát thành phần phổ nào và ta có tín hiệu không bị méo, có chăng chỉ bị trễ đi một khoảng thời gian nào đó. Ta nói mạch điện có dải truyền qua là lý tưởng (dải truyền $\Delta\omega$ từ $-\infty$ đến $+\infty$). Nhưng trong các mạch điện thực tế, thường $K(\omega)$ không đồng đều trên suốt trục tần số mà có dạng như hình 3.10.

Do nhiều nguyên nhân khác nhau trong một mạch điện thực, K chỉ gọi là đồng đều trong một dải tần số hữu hạn, còn thì bắt đầu giảm dần hoặc từ một tần số thấp hoặc giảm dần từ một tần số cao nào đó. Người ta quy ước **dải truyền** qua của mạch là dải tần từ ω_l tới ω_c là $\Delta\omega = \omega_c - \omega_l$ ứng với tỷ số $\frac{K}{K_{\max}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,707$. Nếu tín hiệu truyền qua mạch có các thành phần tần số nằm trong dải này thì có thể coi là không bị méo sau khi đi qua mạch. Hai tần số thấp và cao (ω_l và ω_c) ứng với các mức $K_l = K_c = \frac{1}{\sqrt{2}}$ gọi là các **tần số cắt**.



Hình 3.10. Dải truyền qua của mạch điện.

3.7. Các phương pháp cơ bản phân tích mạch điện tuyến tính

3.7.1. Phương pháp tích phân kinh điển

Phương pháp trực tiếp nhất để phân tích mạch điện tuyến tính là giải hệ phương trình vi phân mô tả mạch được xác lập nhờ vào các định luật Kirchhoff. Đây gọi là phương pháp tích phân kinh điển. Theo phương pháp này, để tìm nghiệm tổng quát của hệ phương trình vi phân tuyến tính, ta tìm nghiệm tổng quát của hệ phương trình thuần nhất tương ứng (phương trình có vế phải bằng không), sau đó cộng thêm một nghiệm riêng của hệ phương trình không thuần nhất.

Hệ phương trình thuần nhất của mạch được lập nên từ hệ phương trình tổng quát với việc triệt tiêu tất cả các nguồn tác động trong mạch (sức điện động và dòng điện). Như vậy, về mặt vật lý hệ phương trình thuần nhất chẳng qua chỉ đặc trưng cho một chế độ làm việc đặc biệt của mạch khi không có bất kỳ một nguồn tác động nào. Ta gọi đó là **chế độ tự do** và nghiệm tổng quát của hệ phương trình thuần nhất cũng được gọi là **nghiệm tự do** của mạch điện.

Nghiệm riêng của hệ phương trình không thuần nhất là phụ thuộc vào các nguồn tác động, do đó nó còn được gọi là **nghiệm cưỡng bức** của mạch.

Theo lý thuyết toán cao cấp giải phương trình vi phân tuyến tính đã học, ta biết rằng việc tìm ra các điều kiện đầu để xác định các hằng số tích phân của nghiệm tổng quát là rất quan trọng. Trong mạch điện, các điều kiện đầu được quyết định chủ yếu trong các thông số L và C , mà ở đây có thể phát biểu dưới dạng các luật đóng ngắt. Các luật này quy định tình trạng trong các phần tử quán tính của mạch ở lân cận những thời điểm đóng và ngắt các nguồn tác động cũng như các thông số thụ động. Nói một cách tổng quát hơn là ở những thời điểm có những đột biến trong các thông số của mạch. Với hai loại phần tử quán tính ta có hai luật đóng ngắt sau:

- Dòng điện trong phần tử điện cảm phải biến thiên liên tục ngay cả tại các thời điểm có đột biến trong các thông số của mạch.
- Điện áp trên phần tử điện dung phải biến thiên liên tục ngay cả tại thời điểm có đột biến trong các thông số của mạch.

Các luật đóng ngắt này rất thuận lợi cho việc tính toán nhưng chưa đủ tổng quát và có thể gặp một số trường hợp không thể áp dụng được. Lúc đó có thể dùng các phát biểu sau đây tổng quát hơn:

- Tổng các từ thông móc vòng trong một vòng kín phải liên tục ngay cả tại thời điểm có đột biến trong các thông số của vòng đó.
- Tổng điện tích tại một nút của mạch phải liên tục ngay cả tại thời điểm có đột biến trong các thông số của các nhánh nối với nút đó.

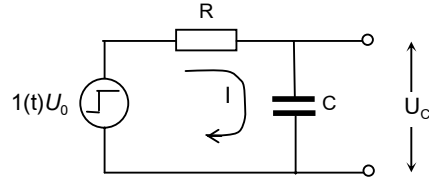
$$\begin{aligned}\sum_h L_h I_h(0+) &= \sum_k L_k I_k(0-) \\ \sum_l C_l U_l(0+) &= \sum_m C_m U_m(0-)\end{aligned}\quad (3.6)$$

h và k chỉ các nhánh của vòng kín đang xét sau và trước khi xảy ra đột biến, l và m chỉ các nhánh nối vào nút đang xét sau và trước khi xảy ra đột biến; các thời điểm $0+$ và $0-$ chỉ những lần cận sau và trước thời điểm xảy ra đột biến.

Xét tính chất của các nghiệm. Nghiệm tự do đặc trưng cho tính chất riêng và tình trạng ban đầu của mạch (tình trạng ở các thời điểm xảy ra đột biến). Nó chỉ phụ thuộc vào tính chất của nguồn tác động ở mức độ các nguồn này ảnh hưởng đến tình trạng ban đầu của mạch. Trong nhiều trường hợp thường gặp, nghiệm tự do có tính chất dao động xung quanh một giá trị cố định. Lúc đó nó còn được gọi là dao động riêng hay dao động tự do của mạch điện.

Nghiệm cưỡng bức đặc trưng cho quan hệ giữa mạch với các nguồn tác động lên nó và xác định tình trạng trong mạch ở chế độ xác lập.

Ta hãy nêu một thí dụ tính điện áp lối ra U_C trên tụ điện khi tác động một tín hiệu nhảy bậc đơn vị lên một mạch điện gồm 2 phần tử R và C như hình 3.11 bằng phương pháp tích phân kinh điển.



Hình 3.11. Tính điện áp U_C trong mạch R, C .

Thiết lập phương trình Kirchhoff trong mạch:

$$U_R + U_C = IR + \frac{1}{C} \int I dt = I(t)U_0$$

Phương trình thuần nhất là:

$$IR + \frac{1}{C} \int I dt = 0 \rightarrow RC \frac{dU_C}{dt} + U_C = 0$$

$$IR + \frac{1}{C} \int I dt = I(t)U_0$$

Từ đây có nghiệm tự do là: $U_{Ctd} = Ae^{-t/RC}$. Trong quá trình dừng, nghiệm của hệ phương trình là U_0 , vậy: $U_C = U_0 + U_{Ctd} = U_0 + Ae^{-t/RC}$.

Với điều kiện đầu $U_C(0+) = U_C(0-) = 0 = U_0 + A$, ta có:

$$A = -U_0 \quad \text{vậy:} \quad U_C = U_0(1 - e^{-t/RC})$$

Tóm lại đây là phương pháp tổng quát nhất để tính các mạch điện. Nhưng với hệ hơi phức tạp một chút thì việc giải các hệ phương trình vi phân là rất khó. Vì vậy, người ta phải tìm những cách giải khác đơn giản hơn cho các trường hợp cụ thể. Ta sẽ xét 2 phương pháp phổ biến như được trình bày tiếp theo đây.

3.7.2. Phương pháp toán tử Laplace khảo sát quá trình quá độ

Các phép tính toán tử đã được trình bày trong các giáo trình toán cao cấp. Ta biết rằng cặp biến đổi Fourier trong công thức (2.18) chỉ áp dụng cho các hàm số hội tụ tuyệt đối, tức là tín hiệu $s(t)$ phải thỏa mãn điều kiện $\int_{-\infty}^{+\infty} s(t)dt$ là hữu hạn. Mặt khác việc tính tích phân trong công thức biến đổi ngược thường khó khăn. Vì vậy người ta thường được tiến hành việc tính toán một cách đơn giản hơn nhờ phương pháp tích phân vòng của biến đổi Laplace.

Để xây dựng các phép biến đổi thuận và ngược Laplace, trong cặp công thức (2.18) chỉ việc thay đổi số $j\omega$ bằng một biến số phức p (với $p \equiv \sigma + j\omega$). Như vậy sẽ có:

$$\left. \begin{aligned} F(p) &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-pt} dt \\ s(t) &= \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\omega}^{\sigma+j\omega} F(p)e^{pt} dp \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

Hàm số $F(p)$ được tính từ công thức biến đổi thuận Laplace kể trên gọi là *hàm ảnh* Laplace của $s(t)$, còn $s(t)$ gọi là *hàm gốc* của $F(p)$.

Trong phương pháp toán tử này, hàm $s(t)$ - *hàm gốc* - mô tả điện áp hoặc dòng điện trong mạch sẽ được thay thế bằng hàm $F(p)$ - *hàm ảnh* - liên quan đơn trị với hàm gốc theo các công thức biến đổi (3.7) trên. Lúc đó, hệ phương trình vi phân mô tả trạng thái của hệ trong *không gian gốc* sẽ trở thành hệ phương trình đại số trong *không gian ảnh*. Và tất nhiên việc giải các phương trình đại số trong không gian ảnh là dễ hơn so với các phương trình vi phân trong không gian gốc. Sau đó, nhờ các phép biến đổi ngược, ta sẽ thu lại được các nghiệm trong không gian gốc.

Thông thường các giá trị biến đổi gốc - ảnh được tính sẵn và cho trong các bảng tại các tài liệu kỹ thuật như thí dụ sau:

Hàm gốc	Hàm ảnh	Hàm gốc	Hàm ảnh
$I(t)$	$1/p$	$\sin \omega t$	$\frac{\omega}{\omega^2 + p^2}$
$1(t)e^{-at}$	$\frac{1}{p+a}$	$\cos \omega t$	$\frac{p}{\omega^2 + p^2}$
$\frac{e^{at} - e^{bt}}{a-b}$	$\frac{1}{(p-a)(p-b)}$	$\frac{e^{-t/a} - e^{-t/b}}{a-b}$	$\frac{1}{(1+ap)(1+bp)}$

Ta có thể điểm qua vài đặc điểm cơ bản của phép biến đổi Laplace như sau:

- Các hàm gián đoạn trong không gian gốc được biến đổi thành liên tục trong không gian ảnh. Thí dụ hàm $1(t) \rightarrow 1/p$.
- Phép đạo hàm trong không gian gốc sẽ trở thành phép nhân với p trong không gian ảnh và phép lấy tích phân trong không gian gốc sẽ thành phép chia cho p trong không gian ảnh:

$$\begin{aligned} s(t) &\leftrightarrow F(p) \\ \frac{d}{dt} s(t) &\leftrightarrow pF(p) - s(0) \\ \int s(t) dt &\leftrightarrow \frac{F(p)}{p} + \frac{\int_{-\infty}^0 s(t) dt}{p} \end{aligned}$$

Các điều kiện đầu thường lấy bằng không.

- Các biến đổi tuyến tính của hàm gốc cũng tương ứng với hàm ảnh:

$$\begin{aligned} A.s(t) &\leftrightarrow A.F(p) \\ s(t) = s_1(t) + s_2(t) + \dots &\leftrightarrow F(p) = F_1(p) + F_2(p) + \dots \end{aligned}$$

- Phép dịch (trễ) hàm gốc đi một thời gian τ sẽ tương ứng với phép nhân với $e^{-\tau p}$

$$s(t - \tau) \leftrightarrow e^{-\tau p} F(p)$$

Ta hãy lấy một thí dụ áp dụng phương pháp toán tử Laplace để tính điện áp lối ra U_R trong một mạch điện gồm hai phần tử RC khi tác động một tín hiệu hàm đơn vị lên mạch như hình 3.12 sau.

$$\forall i \quad U_C = \frac{1}{C} \int I(t) dt = \frac{1}{RC} \int U_R dt,$$

Theo định luật Kirchhoff ta có phương trình vi tích phân của mạch trong không gian gốc:

$$U_C(t) + U_R(t) = \frac{1}{RC} \int U_R dt + U_R = 1(t)U_0$$

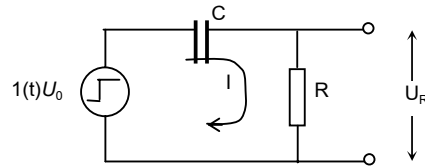
Dựa vào bảng chuyển đổi, ta có phương trình đại số trong không gian ảnh như sau:

$$\frac{1}{pRC} U_R(p) + U_R(p) = \frac{1}{p} U_0$$

Giải ra được:

$$U_R(p) = U_0 \frac{1}{p \left(1 + \frac{1}{pRC} \right)} = U_0 \frac{1}{p + \frac{1}{RC}}$$

Tra ngược lại bảng có dạng:



Hình 3.12. Mạch RC lối ra trên R .

<i>Gốc</i>		<i>Ảnh</i>
$1(t)e^{-at}$	←	$\frac{1}{p+a}$
$U_R(t) = 1(t)U_0 e^{-t/RC}$	←	$U_0 \frac{1}{p + \frac{1}{RC}}$

Phương pháp toán tử Laplace được sử dụng trong các trường hợp tổng quát của mạch điện, đặc biệt là khảo sát các quá trình quá độ.

3.7.3. Phương pháp biên độ phức khảo sát quá trình dừng với tín hiệu điều hoà

• *Biên độ phức*

Ta đã biết rằng cặp biến đổi Fourier cho phép phân tích các tín hiệu bất kỳ thành các thành phần điều hoà. Vì vậy, một phương pháp phân tích trạng thái của các mạch điện rất hữu ích là khảo sát trạng thái dừng của mạch khi tác động một tín hiệu điều hoà có tần số nào đó. Thường sử dụng công cụ toán là cách biểu diễn phức cho các thành phần điều hoà này trên cơ sở của công thức Ô-le:

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta \quad (3.8)$$

Do đó, khi có một tín hiệu điều hoà $s(t) = A_0 \cos(\omega t - \varphi)$,

Ta có thể viết: $s(t) = \text{Re}\{A_0 e^{j(\omega t - \varphi)}\}$ (3.9)

Nghĩa là nếu đặt: $\vec{S} \equiv A_0 e^{j(\omega t - \varphi)}$ thì sẽ có: $s(t) = \text{Re} \vec{S}$ (3.10)

\vec{S} được xác định như trên gọi là **cách biểu diễn phức** (điện áp phức, dòng điện phức, sức điện động phức, v.v...) của $s(t)$.

Còn có thể viết tách ra hai thành phần phụ thuộc tần số ω và góc dịch pha φ như sau:

$$\vec{S} = A_0 e^{-j\varphi} \cdot e^{j\omega t} \equiv \dot{S} e^{j\omega t} \quad (3.11)$$

Trong đó $\dot{S} \equiv A_0 e^{-j\varphi}$ gọi là **biên độ phức** của điện áp $s(t)$. Nó chỉ rõ biên độ và góc pha đầu của sức điện động nên nhiều khi vẽ phải còn được viết dưới dạng $A_0 \angle \varphi$.

Vì trong trạng thái dừng các thông số tác động trong mạch là điều hoà có cùng tần số ω nào đó nên thừa số $e^{j\omega t}$ trong quá trình tính toán trung gian dùng cách biểu diễn phức là không cần thiết và thường chỉ cần các tính toán liên quan đến **biên độ phức** của nó. Chỉ sau khi tính toán xong, cần chuyển ngược lại từ cách biểu diễn phức về cách biểu diễn theo thời gian mới cần đưa thêm thừa số $e^{j\omega t}$ này vào biên độ phức rồi lấy phần thực của số phức đó.

Một đặc điểm quan trọng trong cách biểu diễn phức là các toán tử vi phân và tích phân trở thành các toán tử nhân và chia đơn giản giá trị phức cho $(j\omega)$. Thực vậy:

Xét cặp $s(t) = A_0 \cos(\omega t - \varphi) \leftrightarrow \vec{S} = \dot{S} e^{j\omega t}$

Nếu lấy vi phân, có:

$$\frac{ds(t)}{dt} = -\omega A_0 \sin(\omega t - \varphi) \leftrightarrow \frac{d\vec{S}}{dt} = (j\omega) \dot{S} e^{j\omega t} = (j\omega) \vec{S} \quad (3.12)$$

Nếu lấy tích phân, có:

$$\int s(t) dt = \frac{A_0}{\omega} \sin(\omega t - \varphi) \leftrightarrow \int \vec{S} dt = \frac{1}{j\omega} \dot{S} e^{j\omega t} = \frac{1}{j\omega} \vec{S} \quad (3.13)$$

Từ đây có thể xây dựng các bước phân tích bằng phương pháp biên độ phức cho mạch điện ở trạng thái dừng như sau:

1. Thiết lập hệ phương trình vi tích phân tuyến tính của thế hoặc dòng điện thực của mạch trên cơ sở các định luật Kirchhoff.
2. Chuyển sang hệ phương trình đại số tương ứng với thế hoặc dòng điện phức theo các quy tắc biến đổi vi tích phân như trên.
3. Giải hệ phương trình đại số này tìm các nghiệm phức.
4. Lấy phần thực của nghiệm gán cho thế hoặc dòng cần tính (nếu nguồn tín hiệu có dạng cos) hoặc lấy phần ảo (nếu có dạng sin).

Thí dụ, giải hệ phương trình vi phân của mạch điện ở trạng thái dừng sau:

$$L \frac{dI(t)}{dt} + RI(t) + \frac{1}{C} \int I(t) dt = U_0 \cos(\omega t - \varphi)$$

Chuyển thành phương trình đại số với biên độ phức \dot{I} :

$$j\omega L \dot{I} + R \dot{I} + \frac{1}{j\omega C} \dot{I} = \dot{U} \quad \text{với} \quad \dot{U} \equiv U_0 e^{-j\varphi}$$

Từ đây tính được:

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{j\omega L + R + \frac{1}{j\omega C}}$$

hay:

$$\vec{I} = \dot{I} e^{j\omega t} = \frac{U_0 e^{-j\varphi}}{j\omega L + R + \frac{1}{j\omega C}} e^{j\omega t}$$

Lấy phần thực của biểu thức này sẽ được dạng phụ thuộc thời gian của dòng điện trong mạch.

• Trở kháng phức

Trở kháng phức là tỷ số giữa điện áp phức trên dòng điện phức của các phần tử điện trở, điện cảm và tụ điện.

$$\vec{Z} \equiv \frac{\vec{U}}{\vec{I}} = \frac{\dot{U} e^{j\omega t}}{\dot{I} e^{j\omega t}} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} \quad (3.14)$$

Do điện trở không phải là phần tử quán tính (góc lệch pha giữa thế và dòng trên nó bằng 0) nên trở kháng phức của nó cũng chính bằng giá trị điện trở và không phụ thuộc vào tần số.

Xét cuộn cảm có dòng chảy qua dạng $I_L(t) = I_0 \cos(\omega t - \varphi)$

Ta có điện áp sụt trên điện cảm L bằng:

$$\begin{aligned} U_L(t) &= L \frac{dI_L(t)}{dt} = -LI_0 \omega \sin(\omega t - \varphi) \\ &= \omega LI_0 \cos\left(\omega t - \varphi + \frac{\pi}{2}\right) = \operatorname{Re} j\omega LI_0 e^{j(\omega t - \varphi)} = \operatorname{Re} j\omega L \vec{I}_L \end{aligned}$$

Hay viết dưới dạng phức:

$$\vec{U}_L = j\omega L \vec{I}_L$$

Vậy trở kháng của cuộn cảm ở tần số ω được gọi là **cảm kháng** và bằng:

$$\vec{Z}_L(\omega) = \frac{\vec{U}_L}{\vec{I}_L} = j\omega L \quad (3.15)$$

Xét tụ điện có dòng chảy qua dạng $I_C(t) = I_0 \cos(\omega t - \varphi)$

Ta có điện áp sụt trên tụ với điện dung C bằng:

$$\begin{aligned} U_C(t) &= \frac{1}{C} \int I_C(t) dt = \frac{1}{\omega C} I_0 \sin(\omega t - \varphi) \\ &= \frac{1}{\omega C} I_0 \cos\left(\omega t - \varphi + \frac{\pi}{2}\right) = \operatorname{Re} \frac{1}{j\omega C} I_0 e^{j(\omega t - \varphi)} = \operatorname{Re} \frac{1}{j\omega C} \vec{I}_C \\ \vec{U}_C &= \frac{1}{j\omega C} \vec{I}_C \end{aligned}$$

Vậy trở kháng của tụ điện ở tần số ω được gọi là **dung kháng** và bằng:

$$\vec{Z}_C = \frac{\vec{U}_C}{\vec{I}_C} = \frac{1}{j\omega C} \quad (3.16)$$

Rõ ràng trở kháng của các phần tử điện cảm và điện dung là các số ảo thuần túy và do đó người ta gọi chúng là các *phần tử thuần điện kháng*, chúng đặc trưng cho sự tích lũy năng lượng của mạch điện. Trong khi đó trở kháng của một điện trở là một số thực, đặc trưng cho sự tổn hao năng lượng trên mạch.

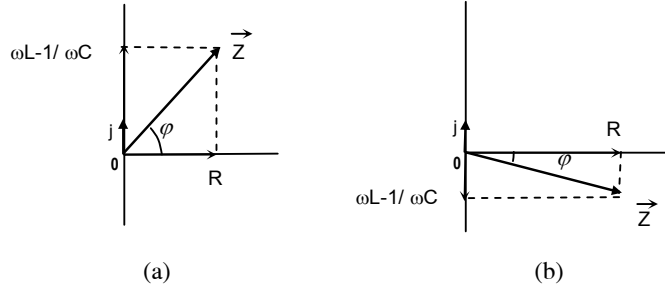
Xét trở kháng của mạch điện gồm các thông số R , L và C mắc nối tiếp với nhau:

$$\vec{Z} = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

Ta thấy với một mạch bất kỳ như vậy, trở kháng tổng cộng là một số phức trong đó phần thực gọi là điện trở và phần ảo gọi là điện kháng. Hình 3.13.a là trường hợp giá trị trở kháng mang tính cảm kháng khi vectơ \vec{Z} nằm ở nửa

mặt phẳng trên trục thực và trường hợp ở hình 3.13.b thì giá trị này lại mang tính dung kháng.

Với các khái niệm về trở kháng như trên, ta có thể áp dụng ngay định luật Ohm cho một mạch điện có nguồn tín hiệu là dao động điều hoà ở trạng thái dừng.



Hình 3.13. Trở kháng của một mạch điện trong hai trường hợp.

3.7.4. Phân tích mạch điện bằng tứ cực tuyến tính

a) Các thông số của một tứ cực tuyến tính

Ngoài việc phân tích mạch điện tuyến tính dựa vào các kết cấu chi tiết của nó như các cách trên, còn một cách khác là xét nó một cách toàn bộ, không chú ý đến kết cấu chi tiết cũng như phản ứng trong từng phần tử của mạch. Với cách xét như vậy, mạch được coi như một hệ thống với một số cửa vào u_1, u_2, \dots, u_n và cửa ra y_1, y_2, \dots, y_m nào đó như hình 3.14.a.



Hình 3.14. a) Hệ thống tuyến tính, b) Tứ cực tuyến tính.

Như vậy điều cần quan tâm ở đây là mối quan hệ giữa các tín hiệu vào và ra cùng trở kháng nguồn tín hiệu Z_i và trở kháng tải Z_T chứ không phải các chi tiết bên trong mạch. Trong các hệ thống như vậy, điển hình là hệ thống có hai cửa riêng biệt, một cửa để đặt tác động vào, một cửa để lấy đáp ứng ra gọi là *hệ thống tứ cực* như hình 3.14.b. Nguồn tác động vào có thể là nguồn điện áp gồm sức điện động E và trở nội Z_i như hình vẽ. Cũng có thể là nguồn dòng điện được biểu diễn bằng một máy phát dòng không đổi mắc song song với điện dẫn Y_i . Tại lối ra có mắc tải Z_T .

Một tứ cực tuyến tính như vậy sẽ có các thông số cần quan tâm: thế và dòng vào U_1, I_1 ; thế và dòng ra U_2, I_2 ; trở kháng vào và ra $Z_1 = U_1/I_1, Z_2 = U_2/I_2$. Trở kháng ra của nguồn tín hiệu và trở kháng tải ảnh hưởng tới các thông số này.

Các thông số của một tứ cực tuyến tính được biểu diễn qua các hệ phương trình tuyến tính liên hệ giữa các điện áp và dòng điện lối ra với điện áp và dòng điện lối vào như sau:

- Hệ phương trình dẫn nạp:

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2 \\ I_2 &= Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2 \end{aligned}$$

Trong đó các hệ số dẫn nạp Y_{ij} được xác định:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \frac{I_1}{U_1} \Big|_{U_2=0} & Y_{12} &= \frac{I_1}{U_2} \Big|_{U_1=0} \\ Y_{21} &= \frac{I_2}{U_1} \Big|_{U_2=0} & Y_{22} &= \frac{I_2}{U_2} \Big|_{U_1=0} \end{aligned}$$

- *Hệ phương trình trở kháng:*

$$\begin{aligned} U_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ U_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{aligned}$$

Trong đó các hệ số trở kháng Z_{ij} được xác định:

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \frac{U_1}{I_1} \Big|_{I_2=0} & Z_{12} &= \frac{U_1}{I_2} \Big|_{I_1=0} \\ Z_{21} &= \frac{U_2}{I_1} \Big|_{I_2=0} & Z_{22} &= \frac{U_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} \end{aligned}$$

- *Hệ phương trình hỗn hợp:*

$$\begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2 \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}U_2 \end{aligned}$$

Trong đó các hệ số h_{ij} được xác định:

$$\begin{aligned} h_{11} &= \frac{U_1}{I_1} \Big|_{U_2=0} & h_{12} &= \frac{U_1}{U_2} \Big|_{I_1=0} \\ h_{21} &= \frac{I_2}{I_1} \Big|_{U_2=0} & h_{22} &= \frac{I_2}{U_2} \Big|_{I_1=0} \end{aligned}$$

Có thể suy ra ý nghĩa của các thông số trong các hệ phương trình này như sau: Z_{11} chính là trở kháng lối vào khi hở mạch lối ra ($I_2 = 0$), Z_{22} là trở kháng ra khi hở mạch lối vào ($I_1 = 0$), h_{11} là trở kháng lối vào khi đoạn mạch lối ra ($U_2 = 0$), h_{22} là điện dẫn lối ra khi đoạn mạch lối vào, h_{12} là hệ số truyền đạt ngược về điện áp, h_{21} là hệ số truyền đạt thuận hay hệ số khuếch đại về dòng điện, v.v... Thường các hệ số này được cho sẵn trong các tài liệu kỹ thuật kèm theo các phần tử linh kiện điện tử được coi là một tứ cực. Các hệ số này cũng có thể đo được dễ dàng từ các thiết bị trong phòng thí nghiệm.

Từ các hệ phương trình trên có thể tính được các phần tử của ma trận một hệ số nào đó theo các phần tử của ma trận hệ số khác. Thí dụ, $Z_{11} = h / h_{22}$ với $h \equiv h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$, v.v... Cũng có thể tính được các đặc trưng của tứ cực theo các hệ số này, thí dụ:

$$\text{Hệ số truyền thế: } K_U = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Y_{21}}{Y_T - Y_{22}} = \frac{Z_{21}Z_T}{Z_{11}Z_T - \Delta Z} \quad \text{với} \quad \Delta Z = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$$

$$\text{Hệ số truyền dòng: } K_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{Y_{21}Y_T}{Y_{11}Y_T - \Delta Y} = \frac{Z_{21}}{Z_T - Z_{22}} \quad \text{với} \quad \Delta Y = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$$

$$\text{Trở kháng vào: } Z_V = \frac{U_1}{I_1} = \frac{Y_T - Y_{22}}{Y_{11}Y_T - \Delta Y} = \frac{Z_{11}Z_T - \Delta Z}{Z_T - Z_{22}}$$

$$\text{Trở kháng ra: } Z_R = \frac{U_2}{I_2} = -\frac{Y_{11} + Y_i}{Y_{22}Y_i + \Delta Y} = \frac{Z_{22}Z_i + \Delta Z}{Z_{11} + Z_i}$$

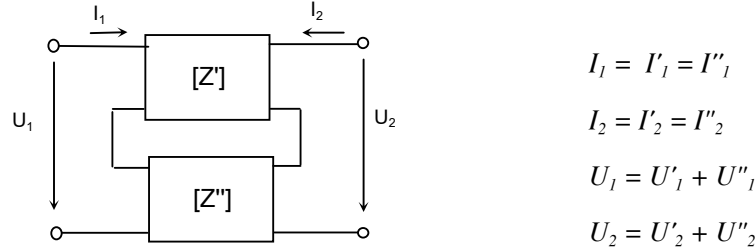
Với Y_i và Z_i tương ứng là điện dẫn nguồn dòng và trở kháng nguồn thế.

Phương pháp khảo sát mạch điện như một tử cực tuyến tính được sử dụng rất tốt cho phân tích các mạch điện hoạt động với các tín hiệu có biên độ nhỏ. Khi ấy các đoạn đặc trưng V-A của phần tử có tín hiệu truyền qua có thể được coi là đường thẳng và phần tử được coi là một tử cực tuyến tính.

b) Ghép các tử cực với nhau

Có hai cách ghép phổ biến các tử cực với nhau: ghép nối tiếp và ghép song song.

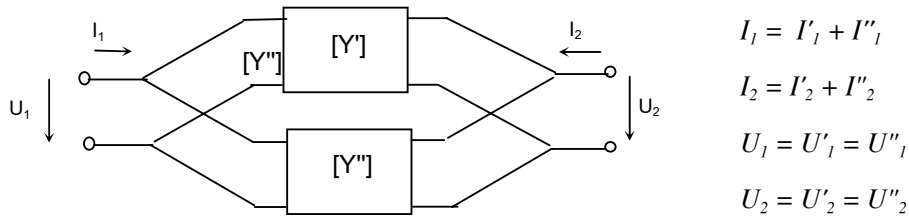
- Nhiều tử cực ghép nối tiếp với nhau thì dòng điện các cửa là chung, còn điện áp trên toàn bộ bằng tổng điện áp trên mỗi cửa của từng tử cực riêng phần (hình 3.15). Các phép tính chứng minh rằng ma trận trở kháng của hệ thống bằng tổng các ma trận trở kháng thành phần.



Hình 3.15. Ghép nối tiếp hai tử cực.

- Nhiều tử cực ghép song song với nhau cho điện áp ở các cửa là chung còn dòng điện chung của toàn bộ bằng tổng các dòng điện ở các cửa mỗi tử cực (hình 3.16). Ma trận dẫn nạp của hệ thống các tử cực mắc song song bằng tổng các ma trận dẫn nạp của mỗi tử cực.

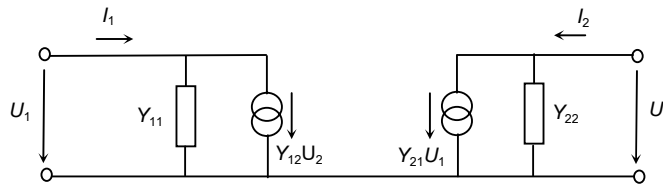
Ngoài ra còn có các cách ghép khác: nối tiếp–song song, song song–nối tiếp, nối dây truyền.



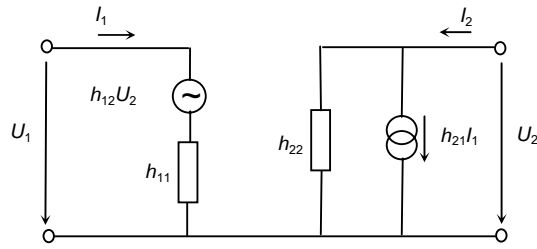
Hình 3.16. Ghép song song hai tử cực.

c) Các sơ đồ tương đương của tử cực

Trong các hệ thống số thì hệ thống số Y và h được cho trong các tài liệu kỹ thuật và hay được dùng hơn cả. Phương trình dẫn nạp Y được xây dựng từ sơ đồ tương đương hình 3.17 và phương trình hỗn hợp h từ sơ đồ tương đương hình 3.18.



Hình 3.17. Sơ đồ tương đương dẫn nạp của một mạng tử cực.



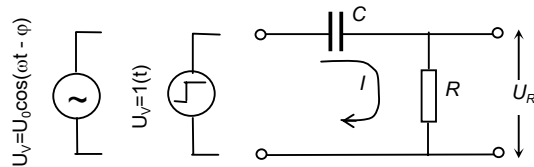
Hình 3.18. Sơ đồ tương đương hỗn hợp của một mạng tứ cực.

3.8. Phân tích các mạch thụ động điện hình gồm các phần tử R, L và C

Các mạch thụ động RLC có ý nghĩa rất lớn trong kỹ thuật điện tử vì chúng được ứng dụng rất rộng rãi. Trong phần này ta sẽ sử dụng các phương pháp toán nói trên để khảo sát chúng.

3.8.1. Mạch RC nối ra trên R

Như đã phân tích, việc tính đặc trưng quá độ của mạch được thực hiện bằng việc đặt nguồn vào là hàm đơn vị $1(t)$ còn việc tính đặc trưng dừng được thực hiện bằng cách thay nguồn đó bằng một máy phát dao động điều hoà $U_V = U_0 \cos(\omega t - \varphi)$ như hình 3.19.



Hình 3.19. Mạch RC nối ra trên R.

• Tính đặc trưng quá độ

Việc tìm đặc trưng quá độ đã được thực hiện bằng phương pháp toán tử Laplace trong thí dụ trên tại mục (3.7.2.), với nguồn tín hiệu vào là hàm đơn vị $1(t)$ và đã dẫn tới công thức tính thế nối ra U_R là: $U_R(t) = 1(t)e^{-t/RC}$

Đặc trưng này được biểu diễn trên hình 3.20. với các trường hợp:

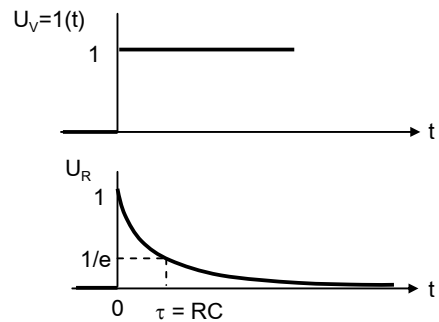
$$t < 0 \rightarrow U_R = 0$$

$$t = 0 \rightarrow U_R = 1$$

$$t > 0 \rightarrow U_R \text{ có dạng e mũ}$$

$$t = \tau \equiv RC \rightarrow U_R = 1/e \text{ giảm đi } e \text{ lần.}$$

Giá trị $\tau \equiv RC$ được gọi là *hằng số thời gian* của mạch.



Hình 3.20. Đặc trưng quá độ mạch RC nối ra trên R.

Trường hợp đặc biệt khi tín hiệu vào là một xung vuông đơn vị U_V như hình 3.21.a. Xung này có thể được coi là hiệu của hai hàm nhảy bậc đơn vị U_{V1} và U_{V2} trễ so với U_{V1} một khoảng thời gian bằng độ rộng xung t_1 . Vì điện áp U_{ra} sẽ là điện áp xếp chồng của hai điện áp U_{ra1} và U_{ra2} nên khi $t > t_1$ ta có:

$$U_{ra} = e^{-t/\tau} - e^{-(t-t_1)/\tau} = e^{-t/\tau} (1 - e^{t_1/\tau})$$

Còn khi $t < t_1$ chỉ có một xung U_{V1} tác động, nên:

$$U_{ra} = e^{-t/\tau}$$

Dạng tín hiệu tổng hợp ở lối ra như hình 3.21.d.

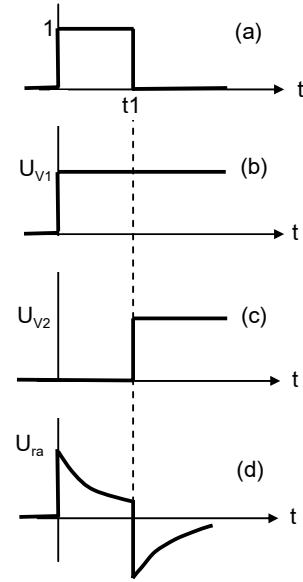
• Tính đặc trưng dừng

Dùng phương pháp biên độ phức ta có hệ số truyền phức của mạch là:

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{\dot{U}_{ra}}{\dot{U}_v} = \frac{R\dot{I}}{\left(R + \frac{1}{j\omega C}\right)\dot{I}} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}}$$

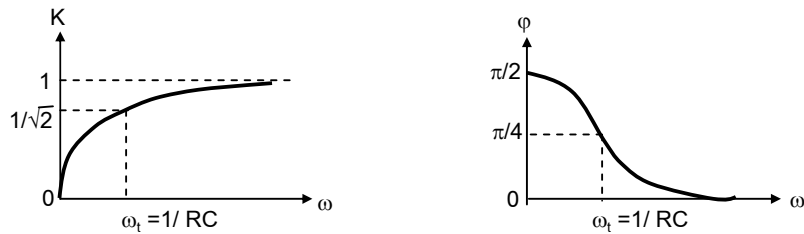
$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega RC)^2}}} = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad ;$$

$$\varphi = \arctg \frac{1}{\omega RC} \quad (3.17)$$



Hình 3.21. Tín hiệu vào là xung vuông.

Đồ thị của hai đặc trưng dừng: đáp ứng biên độ và đáp ứng pha như hình 3. 22. sau:



Hình 3.22. Đáp ứng biên độ và pha của mạch RC lối ra trên R.

Trên đồ thị thấy rằng mạch điện cho qua dễ dàng các tín hiệu có tần số cao nhưng lại làm suy giảm các tín hiệu trong dải tần số thấp. Vì vậy mạch này gọi là **mạch lọc thông cao** (high-pass filter). Ta hãy tính tần số cắt ω_t ứng với hệ số truyền $K = \frac{1}{\sqrt{2}} K_{max}$ của mạch lọc:

$$\frac{K_t}{K_{max}} = \frac{\omega_t RC}{\sqrt{1 + (\omega_t RC)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \rightarrow \quad \omega_t = \frac{1}{RC}$$

Vậy dải truyền qua của mạch lọc là từ tần số $\omega_t = \frac{1}{RC}$ đến ∞

• Mạch vi phân RC

Với các tín hiệu vào có tần số $\omega \ll \omega_t$ (hay $\tau = RC$ nhỏ) và $U_{ra} \ll U_v$ thì trong phương trình vi phân của mạch:

$$U_{ra} + \frac{1}{RC} \int U_{ra} dt = U_v$$

có thể bỏ qua số hạng U_{ra} bên vế trái và điện áp lỗi ra lúc này coi như tỷ lệ trực tiếp với vi phân của điện áp vào và thường mạch được gọi là mạch vi phân RC :

$$\frac{1}{RC} \int U_{ra} dt \approx U_v \rightarrow U_{ra} \approx RC \frac{dU_v}{dt} \quad (3.18)$$

3.8.2. Mạch RC lỗi ra trên C

Ta có thể tính được ngay các đặc trưng của mạch RC lỗi ra trên C (hình 3.23) từ kết quả của mạch RC lỗi ra trên R như sau:

- **Tính đặc trưng quá độ**

$$U_C = U_V - U_R = I(t) - e^{-t/\tau}$$

$$\text{Hay: } U_C = I(t)(1 - e^{-t/\tau})$$

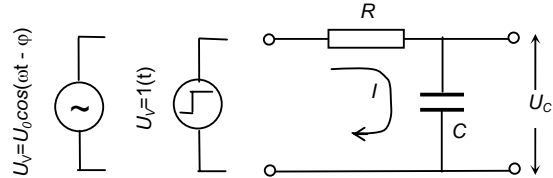
Ta có đặc trưng quá độ như hình 3.24.

$$t \leq 0 \rightarrow U_C = 0$$

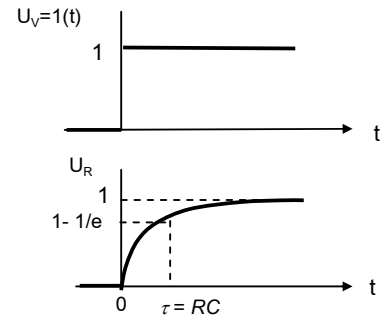
$$t > 0 \rightarrow U_C \text{ tăng theo hàm } e \text{ mũ}$$

$$t = \infty \rightarrow U_C = 1 \text{ t} = \tau \equiv RC$$

$$\rightarrow U_C = 1 - \frac{1}{e}$$



Hình 3.23. Mạch RC lỗi ra trên C .



Hình 3.24. Đặc trưng quá độ của mạch RC lỗi ra trên C .

Rõ ràng hằng số thời gian τ đóng vai trò là độ đo thời gian xác lập điện áp ra. Nó biểu thị thời gian để quá trình đạt tới giá trị kém giá trị xác lập ($U_C = I$) một lượng bằng $1/e$ phần trị số bước nhảy điện áp vào.

Khi tín hiệu vào là một xung vuông đơn vị, tính tương tự như trên ta có dạng tín hiệu ra như hình 3.25.

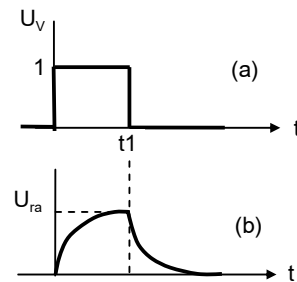
$$\text{Khi } t < t_1 \rightarrow$$

$$U_{ra} = U_C = U_{r1} - U_{r2} = (1 - e^{-t/\tau}) - (1 - e^{-(t-t_1)/\tau})$$

$$\text{Khi } t > t_1 \rightarrow U_{ra} = U_C = 1 - e^{-t/\tau}$$

- **Tính đặc trưng dừng**

Dùng phương pháp biên độ phức ta có hệ số truyền phức của mạch là:

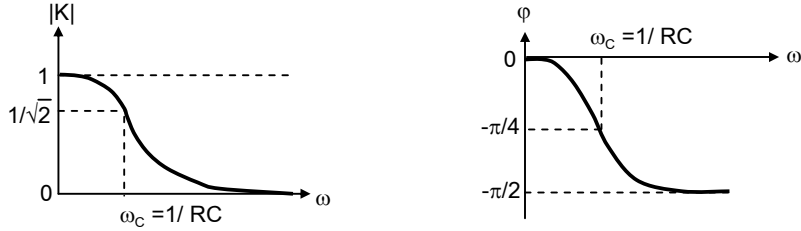


Hình 3.25. Tín hiệu vào là một xung vuông.

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{\dot{U}_C}{\dot{U}_V} = \frac{\left(\frac{1}{j\omega C}\right)i}{\left(R + \frac{1}{j\omega C}\right)i} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

Từ đó tìm được hai đáp ứng biên độ và pha. Đồ thị của chúng trên hình 3.26.

$$\left. \begin{aligned} K(\omega) &= \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \\ \phi(\omega) &= -\arctg \omega RC \end{aligned} \right\} \quad (3.19)$$



Hình 3.26. Đặc trưng biên độ và pha của mạch RC nối ra trên C .

Ta nhận thấy mạch dễ dàng cho qua các tín hiệu trong dải tần thấp nên đây là **mạch lọc thông thấp** (low-pass filter) với tần số cắt $\omega_{cao} = 1/RC$ và dải truyền qua của mạch lọc là từ 0 đến ω_{cao} .

- **Mạch tích phân RC**

Với các tín hiệu vào có tần số $\omega \gg \omega_{cao}$ hay $U_{ra} \ll U_V$ thì trong phương trình vi phân của mạch:

$$RC \frac{dU_C}{dt} - U_C = U_V$$

Có thể bỏ qua số hạng U_C bên vế trái và điện áp lối ra lúc này coi như tỷ lệ trực tiếp với tích phân của điện áp vào và thường mạch được gọi là mạch tích phân RC :

$$RC \frac{dU_{ra}}{dt} \approx U_V \rightarrow U_{ra} \approx \frac{1}{RC} \int U_V dt \quad (3.20)$$

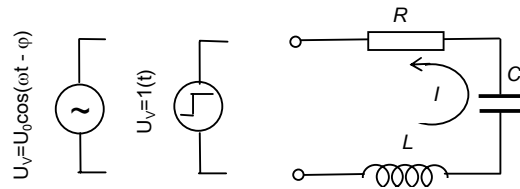
3.8.3. Mạch RLC mắc nối tiếp – Hiện tượng cộng hưởng điện thế

Khảo sát một khung mắc nối tiếp ba phần tử R , L và C như hình 3.27.

- **Phân tích quá trình quá độ**

Khi cho nguồn tín hiệu là hàm nhảy bậc đơn vị $1(t)$ ta có phương trình mô tả trạng thái mạch điện như sau:

$$RI + L \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} \int I dt = 1(t)$$



Hình 3.27. Mạch RLC nối tiếp.

Dùng phương pháp toán tử Laplace, chuyển sang phương trình đại số trong không gian ảnh:

$$RI(p) + pLI(p) + \frac{1}{pC}I(p) = \frac{1}{p}$$

$$\rightarrow I(p) = \frac{1}{p\left(R + pL + \frac{1}{pC}\right)} = \frac{1}{L\left(p^2 + \frac{pR}{L} + \frac{1}{LC}\right)} \equiv \frac{1}{L(p - p_1)(p - p_2)}$$

Với
$$p_{1,2} \equiv -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} \equiv -\delta \pm \beta$$

Ở đây
$$\delta \equiv \frac{R}{2L} \quad \text{và} \quad \beta \equiv \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}$$

Tra ngược bảng ảnh-gốc ta có nghiệm trong không gian gốc:

$$I(t) = \frac{1}{L} \cdot \frac{e^{p_1 t} - e^{p_2 t}}{p_1 - p_2} = \frac{1}{2\delta L} e^{-\delta t} (e^{\beta t} - e^{-\beta t})$$

Xét các trường hợp với các β khác nhau:

+ Nếu β là số thực, nghĩa là $R > \rho \equiv 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ (ρ được gọi là **trở sóng** của mạch) ta có:

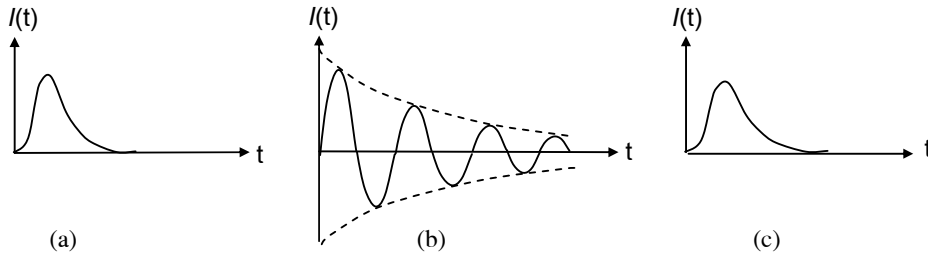
$$I(t) = \frac{1}{\beta L} e^{-\delta t} \sinh \beta t, \text{ dòng điện trong mạch có dạng tắt dần như mô tả trên hình 3.28.a.}$$

+ Nếu β là số ảo, nghĩa là $R < 2\rho$ ta có thể viết $\beta \equiv j\omega$ với $\omega \equiv \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}$

Khi đó: $I(t) = \frac{1}{\omega L} e^{-\delta t} \sin \omega t$, dòng điện trong mạch là một dao động điều hoà có biên độ giảm dần theo thời gian (dao động tắt dần) như hình 3.28.b.

+ Nếu $\beta = 0$, nghĩa là $R = 2\rho$ ta có:

$$I(t) = \frac{t}{L} e^{-\delta t}, \text{ ta có dao động như hình 3.28.c ở dạng giới hạn của 2 trường hợp trên.}$$



Hình 3.28. Dạng dao động trong khung với các β khác nhau.

• **Phân tích quá trình dừng**

Khi tác động lên khung một tín hiệu điều hoà $U_V = U_0 \cos \omega t$ ta có:

- Tổng trở phức của khung là:

$$\dot{Z} = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)$$

$$\text{Do đó} \quad \left| \dot{Z} \right| = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} \quad \varphi = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}$$

Ta thấy Z cực tiểu và bằng R khi

$$\left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) = 0 \quad \text{hay} \quad \omega \equiv \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

ω_0 được gọi là *tần số dao động riêng* của khung. Tại tần số này, tổng trở của khung là cực tiểu và bằng R và góc lệch pha φ cũng bằng không.

- Tính dòng qua khung:

$$\left| \dot{I} \right| = \frac{\left| \dot{U} \right|}{\left| \dot{Z} \right|} = \frac{U_0}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}} \quad \text{khi } \omega = \omega_0, \text{ ta có: } \left| \dot{I} \right| = I_{\max} = \frac{U_0}{R}$$

Nếu vẽ đồ thị sự phụ thuộc của I vào tần số tín hiệu vào ta sẽ có một đường cong có giá trị cực đại tại tần số $\omega = \omega_0$ (hình 3.29.) gọi là **đường cong cộng hưởng**. Ta nói, khi tần số tín hiệu vào bằng đúng tần số dao động riêng của mạch RLC thì trong mạch xảy ra **hiện tượng cộng hưởng**.

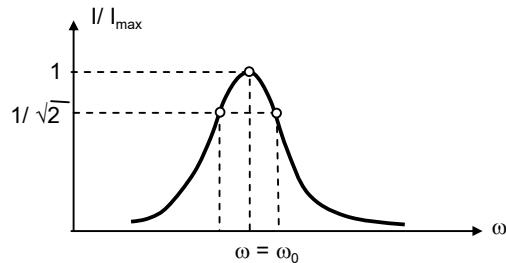
Tính điện áp trên các phần tử của mạch trong điều kiện cộng hưởng:

Điện áp trên cuộn cảm:

$$\dot{U}_{Lch} = j\omega_0 L \dot{I} = j\omega_0 L \frac{U_0}{R} \equiv jQU_0$$

Điện áp trên tụ điện:

$$\dot{U}_{Cch} = -j \frac{1}{\omega_0 C} \dot{I} = -j \frac{1}{\omega_0 C} \frac{U_0}{R} \equiv -jQU_0$$

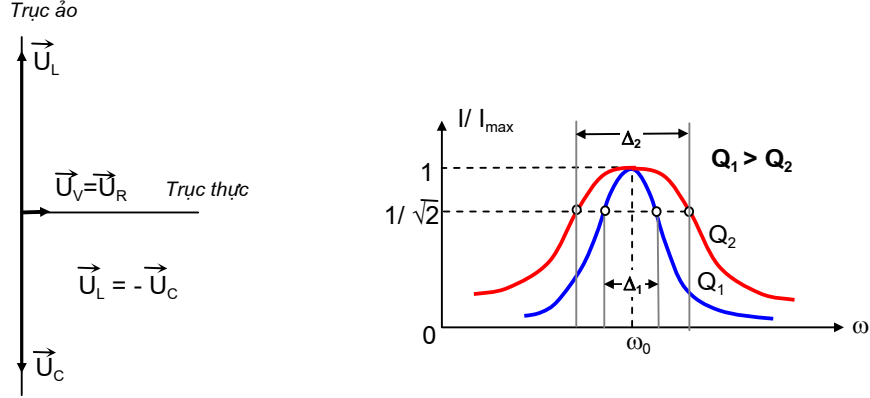


Hình 3.29. Đường cong cộng hưởng.

Ta thấy đại lượng $Q \equiv \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ trong hai biểu thức là như nhau và đại lượng này

được gọi là **hệ số phẩm chất** của khung. Các đường cong cộng hưởng $I(\omega)$ và $Z(\omega)$ có dải truyền qua tính được bằng $\Delta\omega = \omega_0 / Q$. Do vậy nếu hệ số phẩm chất Q càng lớn, dải truyền qua càng hẹp (đường cong cộng hưởng càng nhọn); ta nói rằng khung có tính chọn lọc tần số càng cao.

Nếu vẽ đồ thị của hai vectơ thế trên cuộn cảm và tụ điện ở tần số cộng hưởng ta sẽ thấy: khi cộng hưởng, biên độ điện áp trên các linh kiện thành phần L và C này của mạch sẽ lớn gấp Q lần biên độ tín hiệu vào. Thí dụ với các mạch cộng hưởng thông thường, Q có cỡ từ 10 đến vài trăm nên biên độ này trở nên rất lớn. Tuy nhiên vì chúng có pha ngược dấu nhau nên tổng điện áp tức thời trên đoạn mạch đó là bằng không. Hiện tượng đặc sắc này được gọi là **cộng hưởng điện áp**. Lúc này điện áp trên điện trở R cũng đạt tới giá trị cực đại và bằng chính điện áp tín hiệu vào U_0 .



Hình 3.30. Các vectơ điện áp trên các phần tử R , L , C và dạng đường cong cộng hưởng phụ thuộc vào hệ số phẩm chất Q của mạch.

3.8.4. Mạch RLC mắc song song – Hiện tượng cộng hưởng dòng điện

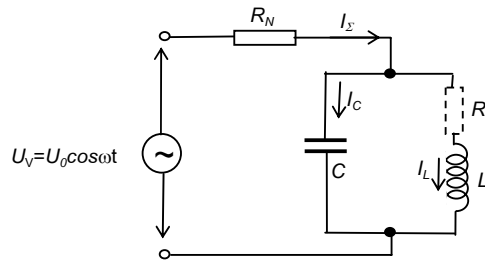
Hình 3.31 là một thí dụ về mạch gồm các phần tử R , L và C được mắc song song với nhau thành một khung. Ở đây R thường là điện trở thuần của dây cuốn cuộn điện cảm. R_N là điện trở mạch ngoài khung. Các phép tính dẫn đến kết luận là: khi tần số tín hiệu bằng tần số ω_0 , trong khung cũng xảy ra hiện tượng cộng hưởng. Lúc này trở kháng của khung là cực đại và bằng:

$$Z_0 = Z_{max} = \frac{\rho^2}{R} \sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}}$$

với $\rho \equiv \sqrt{\frac{L}{C}}$ gọi là trở sóng của khung.

Khi hệ số phẩm chất của khung $Q \gg 1$ thì trở kháng này tại tần số cộng hưởng bằng:

$$Z_0 = Z_{max} = \frac{\rho^2}{R} = \frac{(\omega_0 L)^2}{R} = \frac{1}{(\omega_0 RC)^2}$$

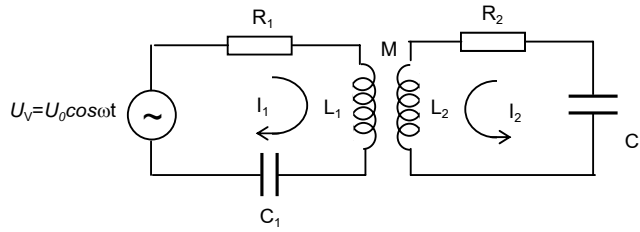


Hình 3.31. Mạch RLC mắc song song.

Dòng tổng sẽ là cực tiểu nhưng dòng trong mỗi nhánh hầu như lớn gấp Q lần dòng mạch ngoài nhưng ngược pha nhau. Ta có hiện tượng **cộng hưởng dòng điện** trong khung RLC mắc song song.

3.8.5. Khung cộng hưởng liên kết hỗ cảm RLC

Các khung cộng hưởng đơn như kể trên có độ phẩm chất cao và dải truyền hẹp. Do vậy trong một số trường hợp muốn mở rộng dải tần nhưng vẫn nâng cao tính chọn lọc người ta phải liên kết hai hay nhiều khung cộng hưởng với nhau. Sơ đồ khung liên kết có hệ số hỗ cảm M như hình 3.32.



Hình 3.32. Khung liên kết RLC.

Viết phương trình cho dòng điện phức trong mạch, để đơn giản ta tạm bỏ dấu sao nhưng hãy nhớ rằng các đại lượng này đều là phức:

$$U = R_1 I_1 + j\omega L_1 I_1 - j \frac{1}{\omega C_1} I_1 + j\omega M I_2$$

$$0 = R_2 I_2 + j\omega L_2 I_2 - j \frac{1}{\omega C_2} I_2 + j\omega M I_1$$

Gọi $X_1 \equiv \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}$ và $X_2 \equiv \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}$

Ta có: $I_2 = -\frac{j\omega M I_1}{R_2 + jX_2}$, đặt vào phương trình một và ký hiệu $Z_2^2 \equiv R_2^2 + X_2^2$

$$\rightarrow U = I_1 \left(R_1 + jX_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + jX_2} \right) = I_1 \left(R_1 + jX_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} R_2 - j \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2 \right) = I_1 Z_{td}$$

trong đó $Z_{td} \equiv \left(R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} R_2 \right) + j \left(X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2 \right) \equiv R_{td} + jX_{td}$

Nhìn vào biểu thức này ta thấy hai khung liên kết có thể được thay bằng một khung đơn có điện trở tương đương R_{td} và điện kháng tương đương X_{td} , trong đó;

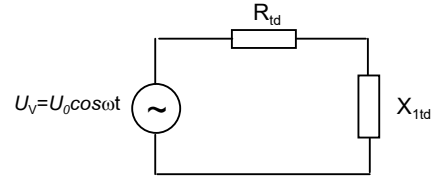
$$R_{td} = R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} R_2 \quad \text{và} \quad X_{td} = X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2$$

Rõ ràng phần điện trở và điện kháng của khung một đã bị ảnh hưởng bởi khung hai khi nó bị thêm vào

các thành phần $\frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} R_2$ và $-\frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2$.

Ta sẽ khảo sát đặc tính cộng hưởng của khung.

Khi thay các đại lượng tương đương vào ta được một khung cộng hưởng nối tiếp như hình 3.33. Giống như khung cộng hưởng nối tiếp đơn đã xét, hiện tượng cộng hưởng xảy ra khi điện kháng của mạch tương đương bằng không.



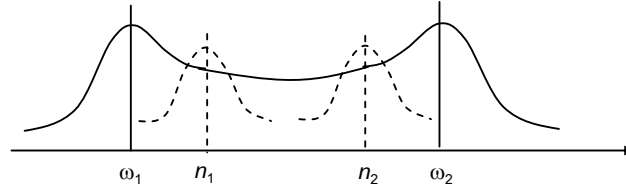
Hình 3.33. Khung tương đương của hai khung liên kết.

$$X_{td} = \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) - \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2} \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) = 0$$

- Nếu hai khung liên kết mạnh (M lớn), hệ số liên kết $\chi \equiv \frac{M}{L_1 L_2} \approx 1$:

Gọi $n_1^2 = \frac{1}{L_1 C_1}$; $n_2^2 = \frac{1}{L_2 C_2}$ là các tần số riêng phần của khung 1 và khung 2 và khi R_2 rất nhỏ ta sẽ có: $\left(1 - \frac{n_1^2}{\omega^2}\right) \left(1 - \frac{n_2^2}{\omega^2}\right) = \chi^2$ hay $\omega^4(1 - \chi^2) - \omega^2(n_1^2 - n_2^2) + n_1^2 n_2^2 = 0$

Giải phương trình này sẽ xác định được hai tần số cộng hưởng ω_1 và ω_2 . Hai tần số này chỉ trùng với hai tần số riêng n_1 và n_2 khi $\chi = 0$ (tức là hai khung không còn liên kết). Nếu $\chi \neq 0$, hai tần số ω_1 và ω_2 sẽ nằm ngoài n_1 và n_2 (hình 3.34).



Hình 3.34. Cộng hưởng khi liên kết mạnh.

- Nếu hai khung liên kết yếu (M nhỏ), hệ số liên kết $\chi \equiv \frac{M}{L_1 L_2} \approx 0$:

Khi đó không thể bỏ qua sự có mặt của điện trở tổn hao R_2 trong khung hai. Ta có:

$$\omega L_1 \left[\left(1 - \frac{n_1^2}{\omega^2}\right) - \frac{\chi^2 \left(1 - \frac{n_2^2}{\omega_2^2}\right)}{d_2^2 + \left(1 - \frac{n_2^2}{\omega_2^2}\right)^2} \right] = 0 \quad \text{với} \quad d_2 \equiv \frac{R_2}{\omega L_2}$$

Vì $\omega L_1 \neq 0$ nên biểu thức trong ngoặc vuông phải bằng không. Khi hai khung hoàn toàn giống nhau ($L_1 = L_2 \equiv L$; $C_1 = C_2 \equiv C$; $n_1 = n_2 \equiv n$) và đặt $\xi \equiv 1 - \frac{n^2}{\omega^2}$ là độ lệch tần số, có phương trình:

$$\xi \left(1 - \frac{\chi^2}{d_2^2 + \xi^2} \right) = 0$$

Phương trình này có 3 nghiệm:

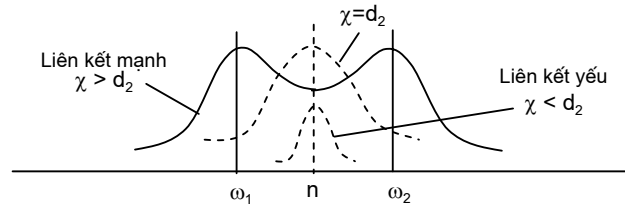
$$\xi = 0 \quad \rightarrow \quad \omega_3 = n$$

$$\xi_{1,2} = \pm \sqrt{\chi^2 - d_2^2} \quad \rightarrow \quad \text{có hai nghiệm thực khi } \chi^2 > d_2^2$$

Khi $\chi^2 < d_2^2$ (liên kết yếu), thì $\xi_{1,2}$ là ảo và chỉ còn một nghiệm thực $\xi = 0$.

Như vậy khi liên kết yếu ta có một tần số cộng hưởng $\omega_3 = n$. Còn khi liên kết mạnh ta có hai tần số cộng hưởng ω_1 và ω_2 cách xa tần số n . Hình 3.35. cho các đường cong cộng hưởng trong các trường hợp này. Như vậy, mặc dù hai khung hoàn toàn giống nhau thì nếu tăng độ liên kết sẽ cho

phép mở rộng dải tần số cộng hưởng của khung tương đương. Nhiều khi người ta sử dụng 3 hoặc 4 khung giống nhau liên kết sẽ cho được vùng truyền qua rộng hơn nữa.



Hình 3.35. Đường cong cộng hưởng trong các trường hợp liên kết khác nhau.

3.9. Liên kết phản hồi trong mạch điện

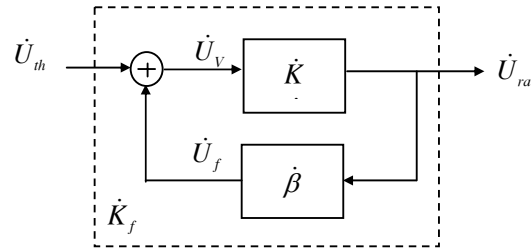
Liên kết *phản hồi* (hồi tiếp) là việc truyền một phần hay toàn bộ tín hiệu (điện áp hay dòng điện) từ lối ra mạch điện (thí dụ như một tứ cực) trở về lối vào thông qua một mạch điện khác (tứ cực khác) gọi là mạng hồi tiếp. Sơ đồ chung của một mạch điện có liên kết phản hồi được trình bày như hình 3.36.

Trong sơ đồ này:

$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{ra}}{\dot{U}_v}$ là hệ số truyền phức của mạch không có phản hồi.

$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_{ra}}$ là hệ số truyền phức của mạch phản hồi.

$\dot{K}_f = \frac{\dot{U}_{ra}}{\dot{U}_{th}}$ là hệ số truyền phức của toàn bộ mạch có phản hồi.



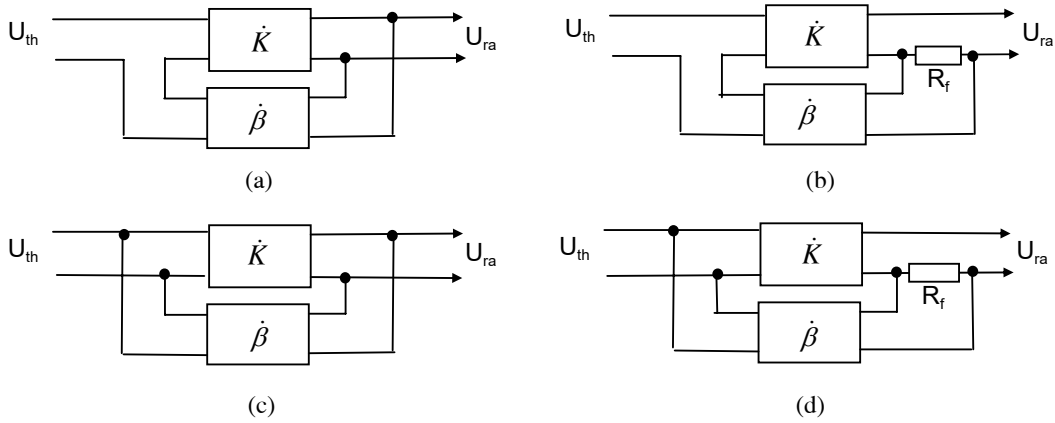
Hình 3.36. Mạch điện có phản hồi.

Trong thực tế xảy ra hai loại phản hồi: thứ nhất, bản thân mạch điện (bộ khuếch đại) hay trong các linh kiện đã xảy ra những khâu phản hồi ký sinh (thí dụ, điện dung ký sinh của các dụng cụ điện tử bán dẫn, v.v...) thường làm xấu tính năng của mạch. Trong thiết kế lắp ráp mạch điện tử thường phải làm cho loại phản hồi này càng nhỏ càng tốt. Thứ hai, là mạch phản hồi do ta tạo ra ngoài mạch điện (thí dụ bộ khuếch đại) để nhằm thực hiện một mục đích nào đó. Ở đây ta chỉ xét loại phản hồi thứ hai này trong điều kiện mạch điện hoạt động ở dải tần số không quá cao.

Có thể phân loại phản hồi theo những cách sau:

- *Phân loại theo pha của tín hiệu hồi tiếp*: phản hồi âm và phản hồi dương. Tín hiệu phản hồi âm ngược pha với tín hiệu vào nên làm yếu tín hiệu vào. Ngược lại, tín hiệu phản hồi dương đồng pha với tín hiệu vào do đó nó làm mạnh tín hiệu vào lên.
- *Phân loại theo dạng tín hiệu*: Phản hồi một chiều và phản hồi xoay chiều. Hồi tiếp âm một chiều thường dùng để ổn định chế độ làm việc của các dụng cụ điện tử trong khi hồi tiếp âm xoay chiều lại dùng để ổn định các thông số của một bộ khuếch đại điện tử.

- *Phân loại theo cách mắc mạch phản hồi.* Có 4 cách mắc mạng phản hồi với mạch khuếch đại như được trình bày trong các hình 3.37.



Hình 3.37. Bốn loại mắc mạch phản hồi.

- *Phản hồi thế - nối tiếp* (hình 3.37.a) trong đó thế lối ra qua mạch phản hồi được mắc nối tiếp với thế tín hiệu vào U_{th} .
- *Phản hồi dòng - nối tiếp* (hình 3.37.b) trong đó dòng lối ra (tỷ lệ với thế trên điện trở R_f) qua mạch phản hồi được ghép nối tiếp với thế tín hiệu vào.
- *Phản hồi thế - song song* (hình 3.37.c) trong đó thế lối ra qua mạch phản hồi được mắc song song với thế tín hiệu vào.
- *Phản hồi dòng - song song* (hình 3.37.d) trong đó dòng lối ra qua mạch phản hồi được ghép song song với thế tín hiệu vào.

Xét một mạch khuếch đại tín hiệu có phản hồi. Tính hệ số khuếch đại toàn mạch (hệ số truyền) khi có phản hồi \dot{K}_f theo hệ số khuếch đại \dot{K} và hệ số phản hồi $\dot{\beta}$. Xét trường hợp phản hồi thế – nối tiếp (các trường hợp khác cũng có thể chứng minh tương tự).

Ta có:
$$\dot{K}_f = \frac{\dot{U}_{ra}}{\dot{U}_{th}} \quad \dot{U}_v = \dot{U}_{th} + \dot{U}_f$$

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{ra}}{\dot{U}_v} = \frac{\dot{U}_{ra}}{\dot{U}_{th} + \dot{U}_f} = \frac{\dot{U}_{ra} / \dot{U}_{th}}{1 + \dot{\beta} \frac{\dot{U}_{ra}}{\dot{U}_{th}}} = \frac{\dot{K}_f}{1 + \dot{\beta} \dot{K}_f}$$

$$\rightarrow \dot{K}_f = \dot{K} + \dot{K} \dot{\beta} \dot{K}_f \quad \Rightarrow \quad \dot{K}_f = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K} \dot{\beta}}$$

Vì $\dot{K} = K e^{j\varphi_K} \quad \dot{\beta} = \beta e^{j\varphi_\beta} \quad \text{nên: } \dot{K} \dot{\beta} = K \beta e^{j(\varphi_K + \varphi_\beta)} = K \beta e^{j\varphi}$
 với $\varphi \equiv \varphi_K + \varphi_\beta$ là góc lệch pha giữa tín hiệu vào và thế phản hồi.

- Nếu $\varphi = 2k\pi$ với ($k=1, 2, \dots$) tức là thế phản hồi trùng pha với tín hiệu vào, trong hệ xảy ra *phản hồi dương*:

Lúc này có $e^{j\varphi} = 1$ suy ra $\dot{K}\dot{\beta} = K\beta \Rightarrow K_f = \frac{K}{1-K\beta}$

Nếu $K\beta < 1$ thì $K_f > K$ và khi $K\beta \approx 1$ thì $K_f \rightarrow \infty$

Nghĩa là phản hồi dương làm tăng hệ số khuếch đại nhưng cũng rất dễ làm bộ khuếch đại không ổn định và trở thành một máy phát sóng.

- Nếu $\varphi = (2k+1)\pi$, tức là thế phản hồi ngược pha với tín hiệu vào, trong hệ có *phản hồi âm*.

Lúc này có $e^{j\varphi} = -1$ suy ra $\dot{K}\dot{\beta} = -K\beta \Rightarrow K_f = \frac{K}{1+K\beta}$

Ta thấy K_f luôn nhỏ hơn K và nếu tăng hệ số phản hồi β lên sẽ càng làm giảm hệ số khuếch đại của hệ.

Xét tính ổn định của hệ khi có phản hồi dương và âm so với khi chưa có phản hồi. Tính các độ biến thiên hệ số khuếch đại khi có và chưa có phản hồi ta được:

$$\frac{d\dot{K}_f}{\dot{K}_f} = \frac{d\left(\frac{\dot{K}}{1-\dot{K}\dot{\beta}}\right)}{\frac{\dot{K}}{1-\dot{K}\dot{\beta}}} = \frac{(1-\dot{K}\dot{\beta}) + \dot{K}\dot{\beta}}{(1-\dot{K}\dot{\beta})^2} \times \frac{(1-\dot{K}\dot{\beta})d\dot{K}}{\dot{K}}$$

Hay $\frac{d\dot{K}_f}{\dot{K}_f} = \frac{1}{1-\dot{K}\dot{\beta}}$

- Với phản hồi dương, $\varphi = 0$ ta được:

$$\frac{dK_f}{K_f} = \frac{1}{1-K\beta} \times \frac{dK}{K} > \frac{dK}{K}$$

Nhận xét: khi K thay đổi một lượng ΔK thì K_f thay đổi một lượng lớn hơn $1/(1-K\beta)$ lần. Vậy khi có phản hồi dương hệ kém ổn định hơn khi không có phản hồi.

- Với phản hồi âm, $\varphi = \pi$ ta được:

$$\frac{dK_f}{K_f} = \frac{1}{1+K\beta} \times \frac{dK}{K} < \frac{dK}{K}$$

Lý luận như trên ta thấy khi có phản hồi âm hệ sẽ ổn định hơn so với khi không có phản hồi.

Cũng còn có thể chứng minh dễ dàng rằng phản hồi âm làm tăng trở kháng vào và giảm trở kháng ra của mạch $(1+K\beta)$ lần, còn phản hồi dương thì ngược lại. Phản hồi âm còn làm mở rộng dải truyền qua của bộ khuếch đại.

CHƯƠNG 4

LINH KIỆN BÁN DẪN VÀ CÁC MẠCH ĐIỆN TỬ LIÊN QUAN

Các linh kiện điện tử, trong đó có các linh kiện tích cực, tạo nên các mạch điện tử thực hiện các nhiệm vụ khuếch đại, gia công xử lý tín hiệu. Trước đây các đèn điện tử chân không (electronic vacuum tube) hoạt động nhờ hiệu ứng phát xạ nhiệt điện tử đóng vai trò chính trong hầu hết các mạch điện. Từ những năm 50 của thế kỷ trước, các dụng cụ bán dẫn điện như diode, transistor và sau đó là các vi mạch đơn khối (thường gọi là mạch tích hợp vi điện tử IC) ra đời đã thay thế dần các đèn điện tử này và cho tới nay hầu hết các linh kiện điện tử đều được chế tạo từ vật liệu bán dẫn. Do đó trong các giáo trình mạch điện tử hiện đại, hầu như chỉ các linh kiện bán dẫn và các mạch điện liên quan mới được trình bày. Vì cấu tạo và nguyên lý hoạt động của các dụng cụ này đã được trình bày trong các giáo trình về linh kiện bán dẫn nên ở đây chỉ mô tả tóm tắt một cách đơn giản những nguyên lý hoạt động của chúng nhằm phục vụ cho mục đích chính là khảo sát các mạch điện tử liên quan sử dụng dụng cụ bán dẫn.

4.1. Chất bán dẫn và lớp tiếp giáp p-n

4.1.1. Chất bán dẫn

Chất bán dẫn là những chất mà điện trở suất của chúng nằm giữa các chất dẫn điện và cách điện. Dải điện trở suất của ba loại này như sau:

Chất dẫn điện:	10^{-3} đến $10^{-5} \Omega m$
Chất cách điện:	10^7 đến $10^{16} \Omega m$
Chất bán dẫn:	10^{-5} đến $10^7 \Omega m$

Đặc điểm của chất bán dẫn là các tính chất điện của nó phụ thuộc rất nhiều vào nhiệt độ, nồng độ tạp chất, tác dụng của ánh sáng, bức xạ ion hoá, v.v...

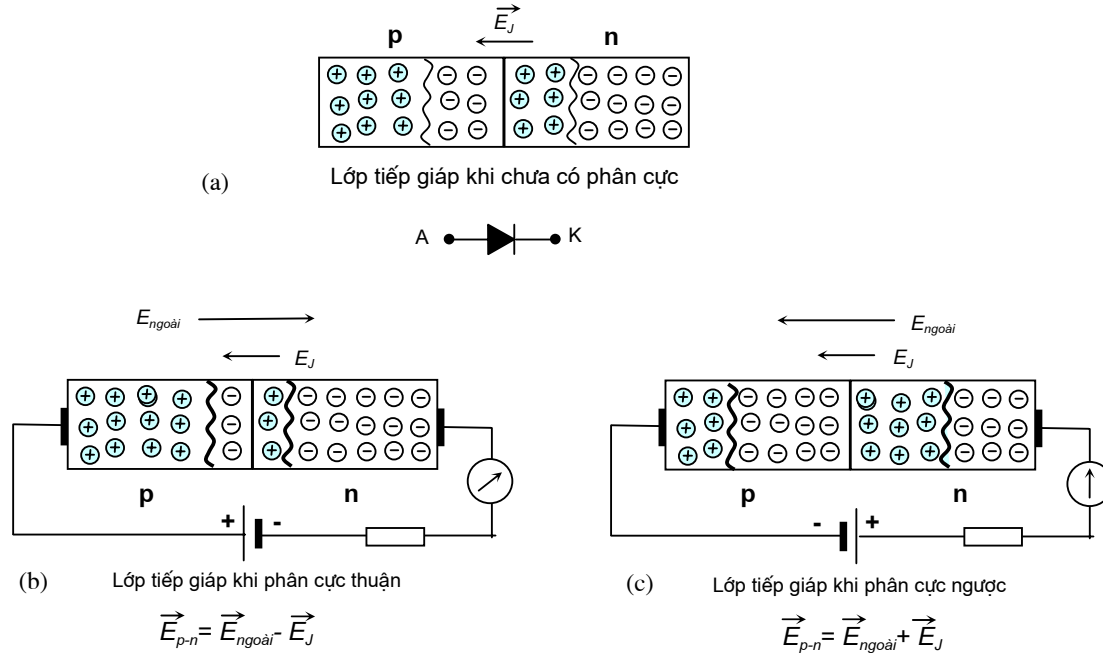
Các nguyên tử trong vật rắn được sắp xếp tạo thành các mạng tinh thể với các hạt nhân nguyên tử và các điện tử hoá trị liên kết với nhau. Chỉ các điện tử tự do không nằm trong các vị trí liên kết, chuyển động theo điện trường tác động lên vật là có thể tạo thành dòng điện.

Tại một nhiệt độ nào đó, thí dụ như ở nhiệt độ phòng, trong chất bán dẫn có một số điện tử do dao động nhiệt, bị bắn ra khỏi vị trí liên kết và trở thành điện tử tự do tham gia vào việc tạo nên dòng điện. Các điện tử đó được gọi là các **điện tử dẫn**. Khi một điện tử rời khỏi vị trí liên kết của nó sẽ để lại sau mình một vị trí trống và làm cho các nguyên tử gần kề trở nên không trung hoà và tích điện dương. Vị trí trống đó sẽ “chuyển động” ngược với đường đi của điện tử dẫn và cũng được coi là một phân tử dẫn điện mang điện tích dương và được gọi là **lỗ trống**. Bằng cách thêm vào chất bán dẫn tinh khiết, thí dụ Si có hoá trị 4, một ít tạp chất donor có hoá trị lớn hơn (thí dụ hoá trị 5) hay tạp chất acceptor có hoá trị nhỏ hơn (thí dụ hoá trị 3) ta lần lượt có các chất **bán dẫn loại n** có các phân tử tải điện cơ bản (đa số) là điện tử và các chất **bán dẫn loại p** có các phân tử tải điện cơ bản là lỗ trống.

Các chất bán dẫn có thể là đơn chất như *Si*, *Ge*, *Se* hay các ô-xít, sunfua, selenua, v.v... Từ những năm 50 thế kỷ trước, người ta đã chế tạo thành công các dụng cụ bán dẫn như diode transistor, thyristor và gần đây là các mạch tích hợp đơn khối gọi là vi mạch IC (integrated circuit) mà đỉnh cao là các mạch vi xử lý. Do đặc điểm có tuổi thọ cao, gọn nhẹ, công suất tiêu tán nhỏ và hiệu suất cao nên các dụng cụ bán dẫn ngày càng có nhiều ứng dụng trong kỹ thuật mạch điện tử.

4.1.2. Cấu tạo và nguyên lý hoạt động của lớp tiếp giáp p-n. Diode bán dẫn

Sự tiếp xúc của hai bán dẫn loại p và n tạo nên một vùng chuyển tiếp điện tử-lỗ trống và được gọi là lớp chuyển tiếp *p-n* (hay tiếp giáp *p-n*) như trình bày trên hình 4.1.a. Nguyên tắc hoạt động của các dụng cụ bán dẫn đều dựa trên việc ứng dụng các tính chất của lớp tiếp giáp này.



Hình 4.1. Lớp tiếp giáp p-n và cấu tạo của diode bán dẫn.

Do có sự chênh lệch nồng độ các phân tử tải điện nên có sự khuếch tán lỗ trống từ miền *p* sang miền *n* và khuếch tán điện tử từ miền *n* sang miền *p*, tức là xuất hiện dòng khuếch tán điện tử và lỗ trống qua lớp tiếp giáp *p-n*.

Lỗ trống khuếch tán từ miền *p* làm xuất hiện các ion âm trong một vùng của miền *p* sát với miền *n*, còn điện tử khuếch tán từ miền *n* sẽ làm xuất hiện các ion dương trong một vùng của miền *n* sát với miền *p*. Vì các nguyên tử được phân bố ở các nút của mạng tinh thể chất bán dẫn nên các ion âm và dương được tạo nên này không thể dịch chuyển tự do được. Điều đó có nghĩa là xuất hiện trong lớp tiếp giáp các điện tích không gian và sinh ra trong đó một điện trường \vec{E}_J hướng từ miền *n* sang *p*. Điện trường này sẽ hãm quá trình khuếch tán và làm giảm dòng khuếch tán. Trong cùng thời gian ấy, trường này làm tăng tốc chuyển động của các phân tử tải điện không cơ bản tức là điện tử từ miền *p* sang *n* và lỗ trống từ miền *n* sang *p*. Như vậy nó làm xuất hiện *dòng điện trôi* theo

hướng ngược với *dòng khuếch tán*. Kết quả là trong trạng thái cân bằng động, điện tích không gian không tăng nữa và vùng tiếp giáp sẽ thiếu vắng các phân tử tải điện. Do vậy điện trở của vùng này sẽ rất lớn và nó được gọi là *vùng nghèo* điện tích. Các dòng điện khuếch tán và trôi bằng nhau cho nên dòng tổng đi qua lớp tiếp giáp là bằng không.

Khi đặt một nguồn điện bên ngoài lên lớp tiếp giáp theo hướng: *cực dương đặt lên miền p và cực âm đặt lên miền n* như hình 4.1.b. thì cường độ điện trường ngoài là ngược chiều với điện trường chuyển tiếp \vec{E}_j , do đó làm giảm tác dụng của nó. Kết quả là dòng khuếch tán được tăng lên so với dòng trôi và dòng tổng hợp sẽ được xác định bởi dòng khuếch tán và chảy theo chiều từ miền *p* sang *n*. Điện tử từ miền *n* khuếch tán vào miền *p* dưới tác dụng của điện trường ngoài và trở thành phân tử tải không cơ bản trong miền *p*. Ngược lại lỗ trống khuếch tán từ miền *p* sang *n* cũng trở thành các phân tử tải không cơ bản trong miền này. Các hiện tượng này gọi là sự phun phân tử tải điện cơ bản sang miền mà tại đó nó thành không cơ bản còn dòng chảy qua miền tiếp giáp gọi là *dòng phun* hoặc *dòng điện thuận*. Trong trường hợp này ta nói lớp tiếp giáp được *phân cực thuận* và dòng điện thuận thường lớn.

Ngược lại khi mắc nguồn điện ngoài sao cho *cực âm nối với miền p, cực dương nối với miền n* như trong hình 4.1.c thì tiếp giáp được *phân cực ngược*. Chiều điện trường ngoài lúc này cùng chiều với trường \vec{E}_j do vậy làm tăng tác dụng của nó. Kết quả là càng làm giảm thành phần khuếch tán của dòng qua lớp tiếp giáp xuống dưới giá trị ứng với trạng thái cân bằng và làm tăng thành phần trôi. Dòng qua lớp tiếp giáp *p-n* lúc này sẽ được xác định bởi dòng trôi theo chiều ngược với dòng điện thuận và gọi là dòng điện ngược. Vì nồng độ các phân tử tải không cơ bản rất nhỏ hơn nồng độ các phân tử tải cơ bản nên dòng điện ngược là rất nhỏ so với dòng điện thuận.

Khi nối hai điện cực vào hai miền *p* và *n* như vậy ta sẽ có được một dụng cụ gọi là *diode bán dẫn* có ký hiệu như hình 4.1.a chỉ ra, trong đó cực nối với miền *p* gọi là Anode (A) còn cực nối với miền *n* gọi là Kathode (K).

Sự phụ thuộc của dòng I_d qua diode vào thế $U_d = U_{AK}$ đặt trên nó tính theo công thức:

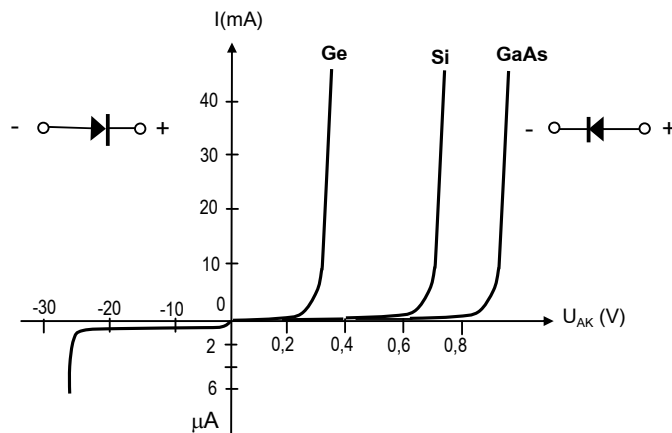
$$I_d = I_s \left(e^{U_d / U_T} - 1 \right) \quad (4.1)$$

Trong đó:

I_s là dòng bão hoà hay dòng nhiệt khi diode được phân cực ngược;

K là hằng số Boltzmann bằng $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K;

T là nhiệt độ K; e_0 là điện tích điện tử bằng $1,6 \cdot 10^{-19}$ C và $U_T \equiv \frac{KT}{e_0}$ gọi là *thế nhiệt*. Tại nhiệt độ phòng U_T cỡ 25,5 mV.



Hình 4.2. Đặc trưng V-A của diode bán dẫn.

4.2. Ứng dụng của diode bán dẫn

Lớp tiếp giáp $p-n$ có thể được dùng trong nhiều mục đích như chỉnh lưu dòng điện, tách sóng tần số cao, biến đổi tín hiệu phi tuyến, v.v... Vì vậy cũng có rất nhiều loại diode. Diode được phân loại theo nhiều đặc điểm khác nhau tùy thuộc vào công nghệ chế tạo, phạm vi ứng dụng, v.v... Còn tùy theo kích thước và cấu tạo mà phân ra diode tiếp mặt và diode tiếp điểm. Kích thước của diode tiếp điểm được xác định bởi diện tích của lớp tiếp giáp $p-n$ có đường kính nhỏ hơn bề dày của lớp này. Diode tiếp mặt có diện tích tiếp giáp rất lớn so với bề dày của nó. Diode tiếp điểm được dùng ở các mạch điện tần số cao. Diode chỉnh lưu được chế tạo theo công nghệ chất bán dẫn Ge có điện trở thuận nhỏ hơn từ 1,5 đến 2 lần so với diode Si , song điện áp ngược mà nó có thể chịu được thấp hơn không quá 400V trong khi diode Si có thể chịu được tới một vài ngàn vôn vì có dòng ngược rất nhỏ. Diode Si còn có thể làm việc được trong một dải nhiệt độ khá rộng từ -60°C đến $+150^{\circ}\text{C}$.

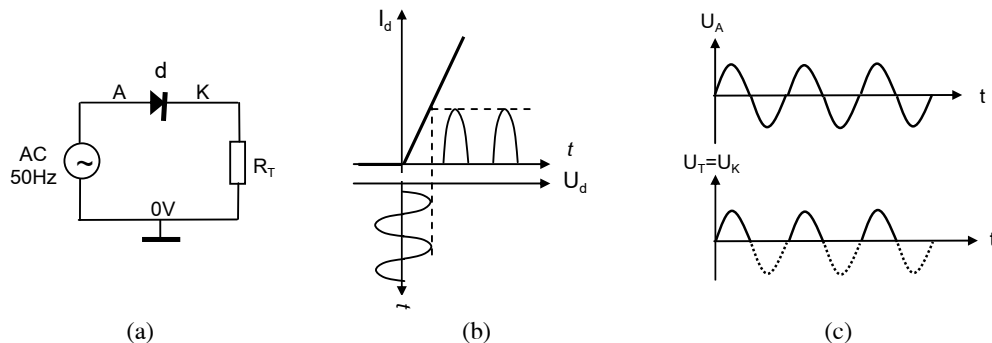
Có thể liệt kê vài tham số cơ bản của diode như sau:

- *Dòng điện chỉnh lưu trung bình cực đại*: là dòng phân cực thuận trung bình cực đại cho phép chảy qua diode trong thời gian sử dụng dài mà diode không hỏng vì quá nhiệt.
- *Điện áp ngược cực đại*: thường bằng 1/2 giá trị điện áp ngược mà tại đó diode bị hỏng do bị đánh thủng lớp tiếp giáp.
- *Dòng điện ngược*: là trị số dòng điện ngược khi diode chưa bị đánh thủng, nó phụ thuộc mạnh vào nhiệt độ.
- *Dải tần số làm việc*: bị giới hạn chủ yếu do điện dung của lớp tiếp giáp $p-n$, khi tần số tín hiệu vượt quá trị số này thì diode không còn thể hiện tính dẫn điện một chiều nữa.

4.2.1. Diode chỉnh lưu

Chỉnh lưu là ứng dụng đầu tiên của lớp tiếp giáp $p-n$. Các diode tiếp mặt thường được dùng cho mục đích chỉnh lưu trong các bộ nguồn nuôi mạch điện tử được cấp từ mạng điện công nghiệp.

• **Mạch chỉnh lưu nửa sóng** của điện áp xoay chiều từ nguồn điện công nghiệp 50 Hz có sơ đồ như hình 4.3.a. Trong tính toán gần đúng bậc nhất khi biên độ điện áp vào đủ lớn, có thể coi đặc tuyến của diode là một đường gấp khúc như hình 4.3.b. có điện trở thông là $r_d = \Delta U_d / \Delta I_d = \text{const}$. Do đó trong nửa chu kỳ dương của tín hiệu vào, diode được phân cực thuận và trở nên thông cho dòng điện chảy qua trở tải. Dòng đi qua tải là một dãy các sóng nửa chu kỳ hình sin sẽ gây nên điện áp trên tải có cùng dạng với dòng. Ta được dạng thế chỉnh lưu $U_T = U_K$ như đồ thị hình 4.3.c.



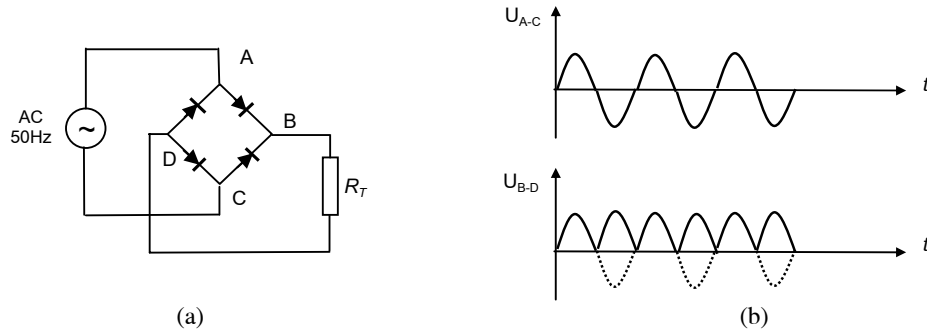
Hình 4.3. Mạch chỉnh lưu nửa sóng.

- **Mạch chỉnh lưu toàn sóng** có sơ đồ chỉnh lưu cầu đơn giản như trên hình 4.4.

Trong nửa chu kỳ điện áp vào dương, hai diode ở hai nhánh AB và DC được phân cực thuận do đó trở nên thông, còn hai diode ở hai nhánh CB và DA được phân cực ngược và trở nên bị cấm. Do vậy xuất hiện dòng dẫn đi qua trở tải theo chiều từ B sang D theo đường: $A - B - R_T - D - C$.

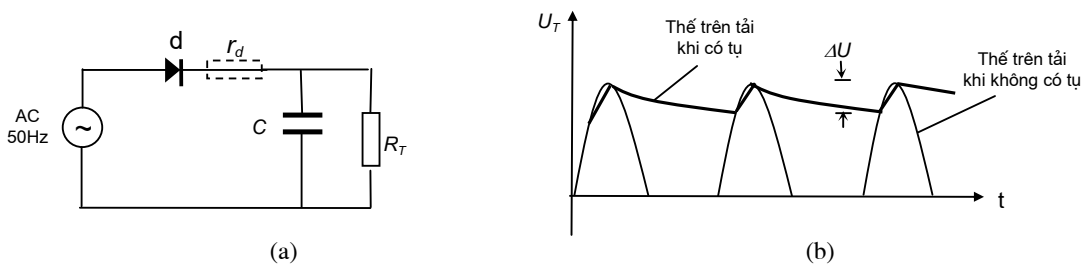
Trong nửa chu kỳ âm, hai diode ở hai nhánh CB và DA lúc này được phân cực thuận trong khi hai diode ở hai nhánh AB và DC lại bị phân cực ngược. Do vậy xuất hiện dòng dẫn đi qua trở tải cũng theo chiều từ B sang D nhưng theo đường: $C - B - R_T - D - A$.

Kết quả là trong cả hai nửa chu kỳ ta đều có dòng đi qua trở tải tạo nên thế U_T như đồ thị hình 4.4.b.



Hình 4.4. Mạch chỉnh lưu toàn sóng.

- **Lọc gợn sóng lối ra trên trở tải:** Trong hai sơ đồ trên, điện áp ra trên tải mới là một chiều nhưng có biên độ còn biến đổi theo sóng hình sin. Muốn có được điện áp ra một chiều có biên độ không đổi (bằng phẳng) phải mắc song song với tải một tụ điện C có điện dung đủ lớn như hình 4.5.a. Thực chất đây là việc lắp vào một bộ lọc thông thấp RC ở lối ra mạch chỉnh lưu. Trong trường hợp không tải ($R_T = \infty$), điện trở R ở đây chính là điện trở thuận r_d của diode. Vì phổ Fourier của dạng sóng lối ra sau chỉnh lưu (gồm các nửa chu kỳ sin) gồm thành phần một chiều và các sóng hài hình sin có tần số 50 Hz, 100 Hz, ... nên giá trị của tụ C (tức hằng số thời gian RC) phải được chọn đủ lớn sao cho tần số cắt của bộ lọc đủ thấp chỉ để cho qua thành phần một chiều còn các thành phần khác bị suy giảm hết.



Hình 4.5. Lọc gợn sóng trên tải.

Khi mắc tải thì điện trở tải cũng sẽ tham gia vào mạch lọc này và điện trở tải càng nhỏ hiệu quả lọc càng kém (sóng mấp mô nhiều). Do vậy mỗi mạch chỉnh lưu có mắc tụ chỉ thỏa mãn trong một dải điện trở tải nhất định. Đôi khi người ta dùng mạch lọc LC nhưng không có hiệu quả cao về

kinh tế do để chặn các hài bậc thấp đòi hỏi giá trị L rất lớn, cuộn cảm trở nên cồng kềnh và giá thành cao.

4.2.2. Diode ổn áp

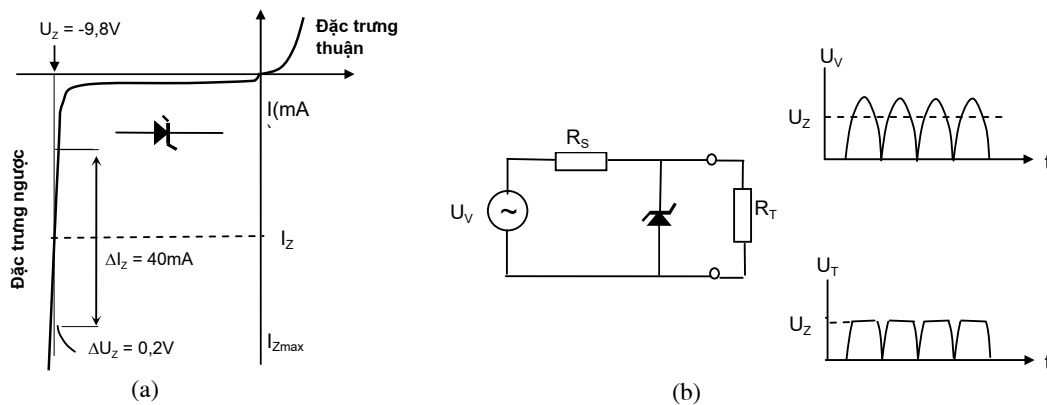
Trong chế độ phân cực ngược, các diode Si có một đặc điểm như sau: nếu thế phân cực vượt quá một giá trị nào đó thì sẽ xảy ra **hiện tượng đánh thủng** trong lớp tiếp giáp $p-n$. Lúc này thế trên diode hầu như không đổi trong khi dòng ngược chảy qua nó thay đổi rất lớn. Điều đó cho phép duy trì một cơ chế ổn áp trên trở tải mắc song song với diode. Điện áp mà tại đó xảy ra hiện tượng đánh thủng được gọi là **điện áp ổn** U_Z .

Có hai loại cơ chế đánh thủng được phân định ở ngưỡng $U_Z = 5,6V$:

- Đánh thủng loại zener, cho ta các diode có hệ số nhiệt độ âm, nghĩa là ứng với một điện áp nhất định dòng qua diode giảm khi nhiệt độ tăng.
- Đánh thủng loại thác lũ, cho ta các diode có hệ số nhiệt độ dương.

Dòng ổn áp cực đại bị hạn chế bởi công suất cực đại chịu được của diode ổn áp. Khi vượt quá công suất này, diode trở nên quá nóng và bị hỏng do đánh thủng vì nhiệt.

Diode ổn áp được dùng cho nhiều mục đích, thí dụ như tạo bộ ổn áp thông số, bộ hạn chế biên độ tín hiệu, v.v... Hình 4.6.a là thí dụ về đặc trưng V-A của loại diode ổn áp có thế ổn áp $U_Z = 9,8 V$.



Hình 4.6. Đặc trưng V-A của diode ổn áp và mạch hạn chế biên độ.

Trong chế độ đánh thủng, dòng ngược tăng lên đến 40 mA trong khi thế thay đổi không quá 0,2V. Hình 4.6.b là một sơ đồ ứng dụng diode ổn áp làm *mạch hạn chế biên độ*, trong đó R_S là điện trở bảo vệ diode khỏi bị quá dòng.

Nhìn vào đồ thị điện áp U_T ta thấy: có những khoảng thời gian nguồn tín hiệu có biên độ lớn hơn mức thế ổn áp U_Z nhiều nhưng điện áp sụt trên tải lúc đó (cũng chính là điện áp phân cực ngược của diode) luôn chỉ bằng U_Z do tính chất ổn áp của diode trong miền đánh thủng.

Để đánh giá chất lượng ổn áp người ta hay dùng thông số *hệ số ổn áp* là tỷ số giữa sự biến thiên điện áp trên điện áp tải tính theo phần trăm $\frac{\Delta U_T}{U_T} \%$. Để đảm bảo hệ số ổn áp theo yêu cầu, thường chọn dòng đánh thủng qua diode lớn gấp từ 3 đến 5 lần dòng qua tải.

4.2.3. Diode biến dung

Chiều dày của lớp tiếp giáp $p-n$ được xác định bởi độ sâu của lớp ngăn trong các miền p và n . Các phép tính chi tiết chứng tỏ rằng độ thấm sâu của lớp ngăn trong các miền p và n tỷ lệ ngược với nồng độ tạp chất trong các miền ấy. Trong miền tiếp giáp $p-n$ hình thành hai loại điện dung:

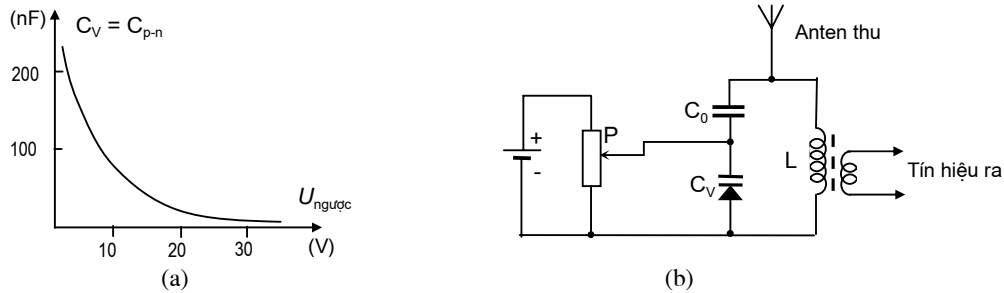
- Điện dung điện tích được xác định bởi sự thay đổi của điện tích khối (được tạo bởi các ion dương và âm trong lớp tiếp giáp $p-n$) khi thay đổi điện áp tác dụng từ ngoài. Theo quan điểm này thì lớp tiếp giáp $p-n$ tương tự như một tụ điện phẳng có điện dung bằng:

$$C = \varepsilon \frac{S}{\delta}. \text{ Trong đó } S \text{ là diện tích lớp tiếp giáp, } \varepsilon \text{ là hằng số điện môi của chất bán dẫn}$$

và δ là bề dày lớp tiếp giáp.

- Điện dung khuếch tán thể hiện khi lớp tiếp giáp $p-n$ được mắc theo chiều thuận và được xác định bởi sự biến đổi của điện tích trong miền p và miền n vì sự thay đổi của số điện tử và lỗ trống phun vào các miền đó.

Dựa trên nguyên tắc này người ta chế tạo ra *diode biến dung* (varicap) có điện dung của lớp tiếp giáp $p-n$ phụ thuộc vào điện áp ngược tác dụng lên nó như đặc trưng $C-U$ trên hình 4.7.a. Ký hiệu của varicap được vẽ trên sơ đồ ứng dụng trong hình 4.7.b.



Hình 4.7. Đặc trưng Vôn-Fara của diode biến dung và sơ đồ ứng dụng.

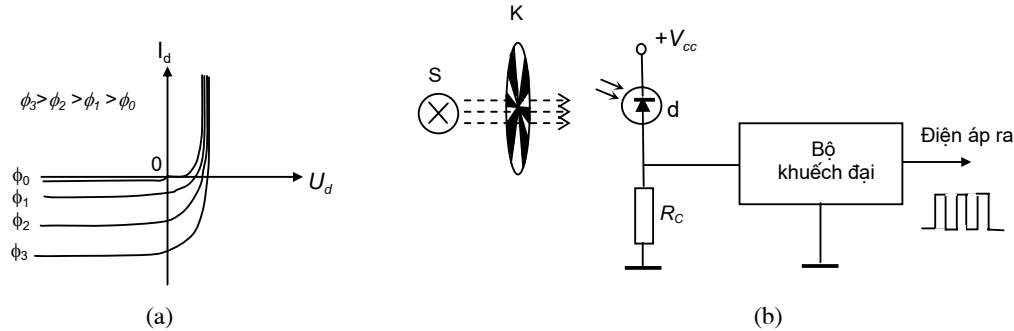
Đây là một *sơ đồ điều hưởng* tần số cộng hưởng của khung dao động LC rất hay được dùng trong kỹ thuật phát thanh truyền hình hiện nay. Thay vì cho việc sử dụng một tụ điện biến đổi (tụ xoay) bằng cơ khí như kiểu cũ trong khung LC , một diode biến dung C_V được thế vào vị trí đó.

Khi điều chỉnh vị trí con chạy của biến trở P , điện áp phân cực ngược đặt vào diode thay đổi và làm thay đổi điện dung C_V của nó. Điều đó cho phép điều hưởng giá trị tần số dao động riêng của khung ($\omega_0 = 1/\sqrt{LC_V}$) cho phù hợp với tần số nguồn tín hiệu cần thu để có được hiện tượng cộng hưởng dòng trong khung nhằm chọn lọc tín hiệu đài phát có tần số bằng tần số ω_0 . Tụ C_0 trong sơ đồ có tác dụng ngăn thành phần một chiều từ nguồn đi vào cuộn cảm L ; do vậy giá trị của nó được chọn đủ lớn so với C_V sao cho trong dải điều hưởng, dung kháng của nó (bằng $1/\omega C_0$) có thể coi bằng không.

4.2.4. Diode quang điện (photo diode)

Diode quang điện là dụng cụ bán dẫn có dòng ngược tăng nhanh khi được chiếu sáng. Khi chiếu sáng diode bằng bức xạ ánh sáng có bước sóng thích hợp, dòng ngược này tăng do sự tạo ra

các hạt tải điện không cơ bản trong các miền p và n cũng như sự phát sinh các cặp *điện tử - lỗ trống* trong vùng tiếp giáp $p-n$. Họ đặc trưng V-A của một diode quang điện với các quang thông ϕ khác nhau chiếu vào nó được biểu diễn như hình 4.8.a. Dòng ngược khi diode chưa được chiếu sáng ($\phi_0 = 0$) gọi là *dòng tối*. Khi $\phi \neq 0$, dòng quang điện là tổng của 3 dòng thành phần: dòng khuếch tán của các điện tử trong miền p được sinh ra do các phôtôn sáng chiếu vào, dòng khuếch tán của quang lỗ trống trong miền n và dòng phát quang trong vùng tiếp giáp $p-n$. Diode quang điện được dùng trong các sơ đồ thu và chuyển đổi tín hiệu quang thành tín hiệu điện. Hình 4.8.b là ký hiệu của một diode quang điện và sơ đồ mạch ứng dụng phát hiện các xung ánh sáng của nó.



Hình 4.8. Họ đặc trưng vôn-ampe với các quang thông khác nhau (a) và sơ đồ ứng dụng của diode quang điện thu nhận các xung ánh sáng (b).

Các xung ánh sáng từ nguồn sáng S qua các khe của đĩa quay K được chiếu tới bề mặt của diode quang điện d . Nguồn $+V_{cc}$ cấp điện áp ngược cho diode qua điện trở gánh R_C . Trong thời khoảng không có xung sáng chiếu vào, dòng ngược rất nhỏ, sụt thế trên trở tải bằng không. Khi có xung ánh sáng chiếu vào diode tạo nên dòng quang điện I_d tỷ lệ với quang thông. Dòng này gây nên các điện áp xung trên trở tải bằng $I_d R_C$. Điện áp này được đưa tới mạch khuếch đại công suất ra tải. Do tần số của xung điện lối ra ta có thể xác định được tốc độ quay của đĩa, v.v...

4.2.5. Diode phát quang LED (light emitting diode)

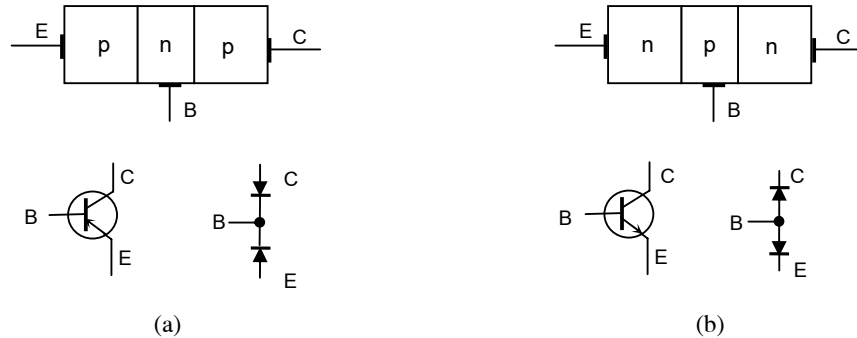
Diode phát quang là loại hoạt động với lớp chuyển tiếp $p-n$ được phân cực thuận. Lúc này các điện tử cơ bản từ miền n được phun sang miền p và tái hợp với lỗ trống. Ngược lại lỗ trống được phun từ miền p sang miền n và tái hợp với điện tử. Trong quá trình tái hợp, năng lượng được giải phóng dưới dạng tia bức xạ ánh sáng. Do đó diode loại này được gọi là diode phát quang LED. Các đặc trưng quan trọng nhất của một diode phát quang là: phổ ánh sáng phát xạ, hiệu suất và đáp ứng của diode với xung kích thích. Các diode phát quang thông dụng gồm các loại phát ánh sáng trong vùng khả kiến và loại phát trong vùng hồng ngoại. Chúng được sử dụng nhiều trong các bảng chỉ thị (display), trong các linh kiện ghép nối quang và nhạy quang (như optron). Thời gian đáp ứng của chúng có thể từ cỡ mili giây tới các xung hẹp cỡ nano giây.

Ngoài các linh kiện diode kể trên còn nhiều loại khác hiện đang được sử dụng nhiều trong thực tế như diode đường hầm (tunnel), diode laser, diode siêu cao tần, v.v... và các diode công suất lớn hoạt động với thế phân cực ngược và dòng rất lớn. Nguyên tắc hoạt động và đặc điểm kỹ thuật của các diode loại này cùng các sơ đồ ứng dụng của nó có thể xem thêm trong các giáo trình vật liệu, linh kiện bán dẫn.

4.3. Transistor lưỡng cực

4.3.1. Cấu tạo và nguyên tắc hoạt động

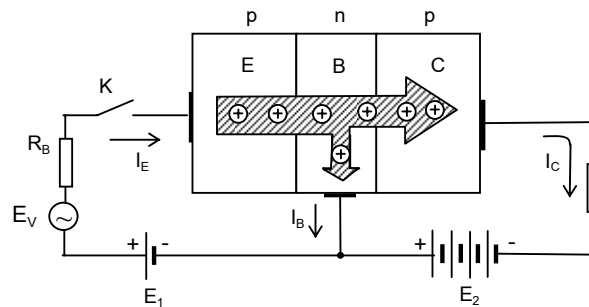
Transistor lưỡng cực BJT (bipolar junction transistor) là một linh kiện bán dẫn có 3 lớp (miền) bán dẫn nối tiếp nhau p-n-p hoặc n-p-n. Mỗi lớp này lần lượt được gọi là *lớp phát E* (emitter), *lớp gốc B* (base) và *lớp góp C* (collector). Mỗi lớp được nối ra các điện cực tương ứng là emitter, base và collector. Sự sắp xếp giữa các lớp bán dẫn và bố trí các điện cực cũng như ký hiệu của hai loại transistor trong sơ đồ mạch như hình 4.9. Transistor trong hình (a) là loại *pnp* hay gọi là transistor thuận, loại trong hình (b) gọi là transistor ngược *npn*. Với cách sắp xếp như vậy, đôi khi transistor được coi như 2 diode mắc nối tiếp nhau như hình.



Hình 4.9. Sự sắp xếp các lớp bán dẫn trong hai loại transistor và ký hiệu của nó.

Nguyên lý hoạt động của các transistor đã được khảo sát kỹ trong các giáo trình linh kiện bán dẫn, ở đây ta chỉ điểm lại một cách vắn tắt sự hoạt động của một transistor loại pnp để thấy tác dụng khuếch đại công suất của nó khi được mắc trong một sơ đồ thích hợp, thí dụ như sơ đồ hình 4.10.

Transistor được cấp điện từ hai nguồn $E_1 \ll E_2$. Nhìn vào sơ đồ ta thấy, nguồn E_1 tạo một phân cực thuận cho lớp tiếp giáp E-B trong khi nguồn E_2 tạo ra một phân cực ngược trên lớp tiếp giáp B-C. Khi khoá K mở, điện áp U_{EB} bằng không còn tiếp giáp B-C lại được phân cực ngược nên dòng collector I_C hầu như bằng không (thực ra chỉ có một dòng ngược rất nhỏ của các phân tử tải điện không cơ bản là các điện tử từ lớp C sang lớp B). Khi đóng công tắc K, tiếp giáp E-B được phân cực thuận từ nguồn E_1 nên có một dòng điện thuận gồm các lỗ trống từ lớp E được phun vào lớp B. Lớp B được chế tạo sao cho rất mỏng và phân tử tải cơ bản ở đây là điện tử có mật độ rất thấp. Vì vậy chỉ một số ít lỗ trống từ lớp E sang được tái hợp với số điện tử trong lớp B và tạo ra dòng I_B , còn lại phần lớn được khuếch tán qua lớp B và trượt tới lớp C. Nguyên nhân là do khi tới lớp tiếp giáp B-C, chính điện trường mạnh do nguồn E_2 tạo ra đã làm tăng tốc lỗ trống và kéo chúng sang lớp C để tạo nên dòng I_C chảy qua trở tải R_T . Tóm lại, nhờ có lớp tiếp giáp E-B được phân cực



Hình 4.10. Giải thích sự khuếch đại của transistor pnp.

Nguyên nhân là do khi tới lớp tiếp giáp B-C, chính điện trường mạnh do nguồn E_2 tạo ra đã làm tăng tốc lỗ trống và kéo chúng sang lớp C để tạo nên dòng I_C chảy qua trở tải R_T . Tóm lại, nhờ có lớp tiếp giáp E-B được phân cực

thuận bởi nguồn E_1 tạo ra một dòng điện nhỏ I_B mà lớp emitter có thể phun được một dòng lỗ trống lớn qua base sang lớp collector tạo nên dòng điện I_C lớn. Dòng điện này dưới tác dụng của điện trường mạnh gây ra bởi E_2 sẽ sinh ra công lớn trên trở tải R_T .

Nếu bây giờ mắc nối tiếp với E_1 một nguồn tín hiệu vào nhỏ E_V , thí dụ nguồn xoay chiều, thì dòng lối ra I_C và thế trên tải U_T không chỉ phụ thuộc vào E_1 mà còn biến thiên theo quy luật của nguồn tín hiệu E_V này nhưng giá trị biến thiên ở lối ra trên tải lớn hơn giá trị biến thiên của nguồn tín hiệu vào nhiều. Ta có sự khuếch đại tín hiệu nhờ transistor.

$$\text{Tỷ số } \alpha \equiv \frac{I_C}{I_E} \text{ được gọi là hệ số truyền dòng điện.} \quad (4.2)$$

Theo phân tích trên thì $I_E = I_B + I_C$ (với $I_B \ll I_C$) nên $\alpha < 1$.

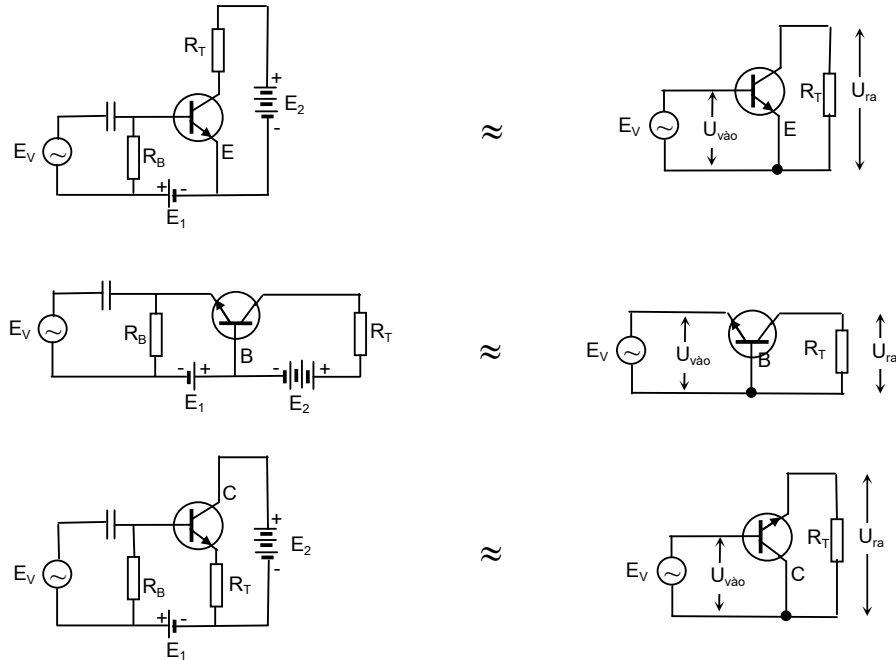
$$\text{Tỷ số } \beta \equiv \frac{I_C}{I_B} \text{ được gọi là hệ số khuếch đại dòng điện tĩnh.} \quad (4.3)$$

Trong thực tế β thường có giá trị từ vài chục đến vài trăm. Mối quan hệ giữa α và β như sau:

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (4.4)$$

4.3.2. Các sơ đồ cơ bản mắc transistor trong mạch khuếch đại

Có 3 cách mắc cơ bản transistor trong các mạch khuếch đại. Tùy theo emitter, base hay collector được nối với điểm chung giữa nguồn tín hiệu vào và ra trong sơ đồ tương đương mà tương ứng có các cách mắc *emitter chung* CE (common emitter), *base chung* CB và *collector chung* CC như trình bày trên hình 4.11.



Hình 4.11. Ba cách mắc transistor và sơ đồ tương đương.

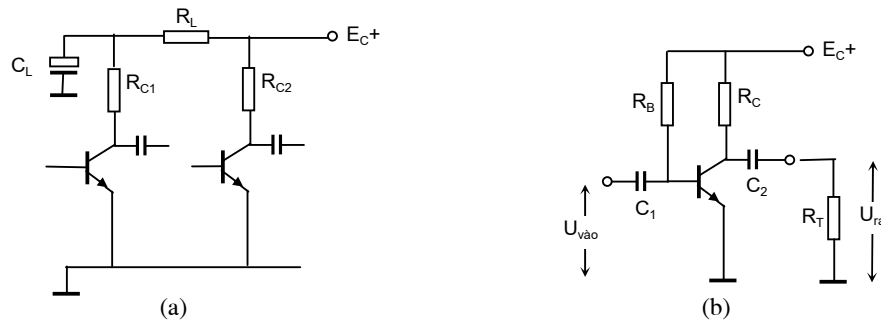
Sơ đồ tương đương được hình thành từ sơ đồ thực với thực tế tín hiệu được truyền nối tắt qua các nguồn hoặc tụ điện truyền có điện dung lớn.

4.3.3. Mạch cấp điện và các sơ đồ ổn định điểm làm việc

• Mạch cung cấp điện

Mạch điện tạo các điện áp ban đầu cho transistor khi chưa cấp nguồn tín hiệu vào gọi là *mạch tạo thiên áp*, và điểm trên các đặc trưng V-A tương ứng với các giá trị *thế và dòng tĩnh* U_{BE0} và I_{B0} , U_{C0} và I_{C0} lúc đó gọi là *điểm làm việc tĩnh* của nó. Muốn transistor làm việc trong vùng tích cực thường phải đảm bảo các yêu cầu về nguồn điện như sau: lớp tiếp giáp E-B phải được phân cực thuận với điện áp thấp (cỡ trên 0,3 V với transistor chế tạo theo công nghệ Ge và cỡ 0,7 V với transistor Si), còn lớp tiếp giáp C-B được phân cực ngược với điện áp cao.

Thường thay vì 2 nguồn nuôi E_1 và E_2 như trên hình 4.10, người ta chỉ dùng một nguồn E_C cấp chung cho cả hai tiếp giáp E-B và C-B như trong thí dụ của sơ đồ emitter chung. Collector của transistor được cấp nguồn qua các điện trở sụt áp R_C , thường gọi là *trở gánh* (hình 4.12a). Khi có nhiều transistor cùng dùng chung một nguồn thì các tầng thường được mắc song song với nguồn cung cấp. Để giảm ghép ký sinh giữa các tầng, trong mạch thường mắc các mạch $R_L C_L$ như thấy trong hình. Đó thực chất là các bộ lọc tần thấp. Như vậy, vai trò của nguồn E_C cấp cho mạch collector giống như E_2 . Còn thay vì E_1 , nguồn E_{cc} cấp cho mạch base một điểm làm việc tĩnh U_{BE0} (điện áp định thiên) qua điện trở R_B gọi là *điện trở định thiên* như trên hình 4.12b.



Hình 4.12. Mạch nuôi transistor npn trong sơ đồ emitter chung.

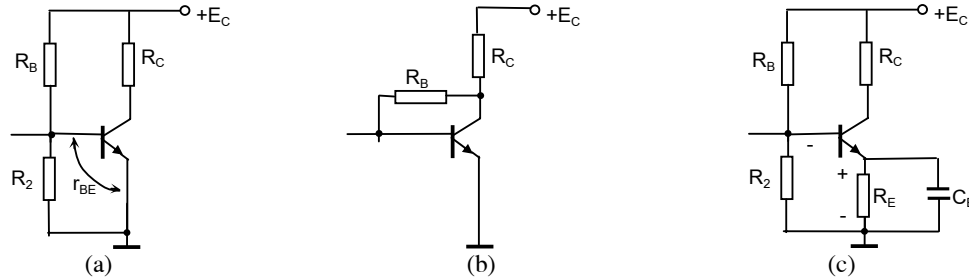
Hai tụ C_1 và C_2 được mắc trong mạch gọi là các *tụ truyền* (hay tụ nối tầng). Điện dung của chúng phải đủ lớn để tại tần số tín hiệu chúng có dung kháng rất nhỏ hơn các giá trị trở kháng lân cận và có thể coi chúng được đoạn mạch với các tín hiệu tại tần số đó. Còn đối với nguồn nuôi, các tụ đó có tác dụng ngăn dòng điện một chiều từ nguồn này đi vào nguồn tín hiệu hoặc vào lối vào tầng khuếch đại transistor tiếp sau. Với các sơ đồ base chung và collector chung cũng có các mạch tương tự chỉ sử dụng một nguồn nuôi kiểu như vậy.

• Hiện tượng trôi điểm làm việc và các sơ đồ ổn định

Do chất bán dẫn rất nhạy cảm với sự biến đổi của nhiệt độ nên khi làm việc, dưới tác dụng nhiệt của môi trường xung quanh và ngay chính dòng I_C cũng làm nóng transistor dẫn đến các thông số của nó như hệ số khuếch đại α , β cũng như các dòng và thế tĩnh trên base và collector thay

đổi, tức là điểm làm việc tĩnh bị *trôi nhiệt*. Để đánh giá mức độ ảnh hưởng của điện áp trôi đến điện áp ra, thường định nghĩa hệ số khuếch đại điện áp trôi là $K_{tr} \equiv \frac{\Delta U_{C0}}{\Delta U_{BE}}$.

Do có hiện tượng trôi nhiệt nên các sơ đồ cung cấp điện cho transistor thường phải kèm thêm các mạch ổn định điểm làm việc tĩnh. Được dùng phổ biến là các sơ đồ dùng hồi tiếp âm một chiều. Hình 4.13 là 3 sơ đồ hay được dùng.



Hình 4.13. Ba sơ đồ ổn định điểm làm việc.

Hình 4.13a là sơ đồ dùng mạch phân áp điện trở. Khi chọn $R_2 \ll r_{BE}$ là điện trở giữa hai cực B và E của transistor ta có dòng qua R_2 rất lớn hơn dòng I_{B0} . Lúc đó điện áp U_{BE} chủ yếu phụ thuộc vào R_2 mà R_2 lại là điện trở không phụ thuộc nhiều vào nhiệt độ như chất bán dẫn. Do vậy điểm làm việc U_{BE} được ổn định. Thường chọn dòng $I_{R2} = 1$ đến 5 lần I_{B0} .

Hình 4.13b là sơ đồ dùng mạch phản hồi giữa collector và base bằng điện trở R_B được mắc như trong hình. Do vậy nguồn nuôi mạch định thiên cho transistor trong trường hợp này không phải là thế $E+$ không đổi mà là thế U_{C0} biến đổi theo dòng I_{C0} . Ta có $U_{C0} = E_C - I_{C0}R_C$. Nếu nhiệt độ tăng dẫn tới I_{B0} tăng làm I_C tăng, do đó U_{C0} giảm. Do đó thế định thiên U_{BE} sẽ giảm, dẫn tới dòng I_{B0} giảm bù lại sự tăng của nó do nhiệt độ. Lý luận tương tự cho trường hợp nhiệt độ transistor giảm cũng sẽ dẫn tới sự ổn định I_{B0} do nó phụ thuộc vào U_{C0} .

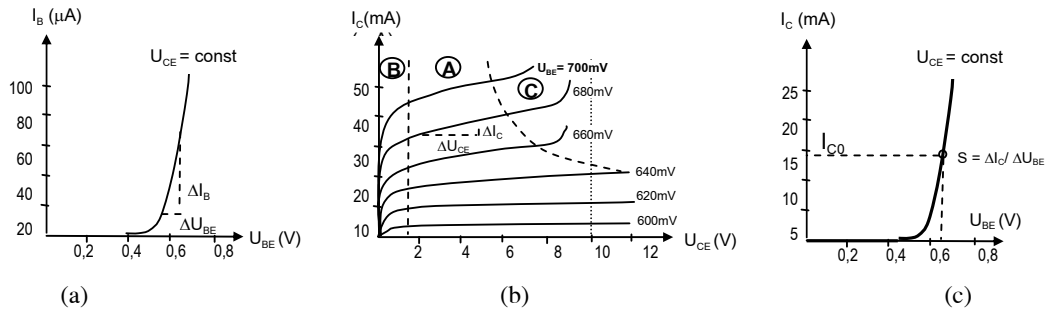
Hình 4.13c là sơ đồ dùng mạch phản hồi âm bằng trở R_E mắc tại cực emitter. Khi nhiệt độ tăng dẫn tới dòng I_C tăng, tức là dòng I_E tăng. Điều đó làm cho sụt áp $U_{RE} = I_E R_E$ trên trở R_E tăng. Điều này tương đương với tác dụng của phản hồi âm về dòng một chiều về lối vào U_{BE} , dẫn tới điện áp U_{BE} giảm, dòng I_{B0} giảm và dẫn tới dòng I_C giảm bù lại sự tăng do nhiệt độ. Để tránh tổn hao do phản hồi âm cả về tín hiệu xoay chiều trên trở R_E , thường người ta mắc song song với R_E một tụ C_E . Muốn vậy, điện dung của tụ phải đủ lớn để sao cho ở tần số tín hiệu ω phải đảm bảo dung kháng $1/\omega C_E \ll R_E$.

4.3.4. Các họ đặc tuyến và đường tải của transistor lưỡng cực

Transistor lưỡng cực có các họ *đặc tuyến tĩnh lối vào* $I_B = f(U_{BE})|_{U_{CE}=const}$ và họ *đặc tuyến lối ra* $I_C = f(U_{CE})|_{U_{BE}=const}$ như được trình bày trên các hình 4.14 a và b. Với đặc tuyến lối vào, khi không chú ý tới sự hiện diện của thế U_{CE} ta thấy tiếp giáp base-emitter cho ta một đặc trưng V-A cũng giống như một diode thông thường.

Với đặc tuyến lối ra, ta thấy mỗi đường trong họ nằm trong 3 vùng rõ rệt:

- *Vùng bão hoà* (vùng B) với dòng I_C được tạo bởi các điện tích mang phun từ lớp emitter. Trong vùng này dòng collector được tăng lên nhanh chóng khi tăng thế U_{CE} .
- *Vùng tích cực* (vùng A): với mỗi thế U_{BE} không đổi, khi thế U_{CE} tăng đến một giá trị nào đó tất cả các điện tử mang được phun hết vào lớp collector và dòng I_C không thể tăng được nữa dù thế U_{CE} có tăng. Lúc này dòng I_C chỉ thuần túy được điều khiển bởi sự biến đổi của thế U_{BE} hay dòng I_B . Đây là *vùng làm việc* được sử dụng cho các bộ khuếch đại dùng transistor.
- *Vùng đánh thủng* (vùng C): trong vùng này dòng I_C đột ngột tăng rất mạnh theo thế U_{CE} dẫn đến làm hỏng transistor.



Hình 4.14. Đặc tuyến lối vào (a), lối ra (b) và đặc tuyến truyền đạt (c).

Từ hai đặc tuyến này thấy rằng với một sự thay đổi nhỏ của điện áp vào cũng dẫn tới sự thay đổi lớn của dòng collector lối ra như trên *đặc tuyến truyền đạt* $I_C = f(U_{BE})|_{U_{CE}=const}$ tại hình 4.14c.

Giống như đặc tuyến vào, đặc tuyến truyền đạt cũng có dạng hàm mũ:

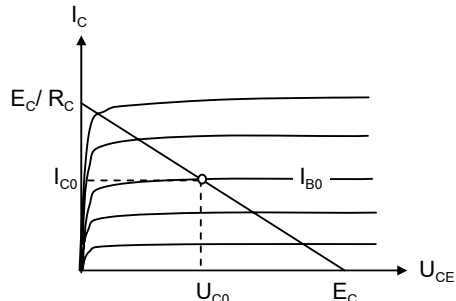
$$I_C = I_S(T, U_{CE}) e^{U_{BE}/U_T} \quad (4.5)$$

Trong đó I_S là dòng ngược phụ thuộc nhiệt độ T và thế U_{CE} .

Ngoài họ phương trình đặc tuyến tĩnh $I_C = f(U_{CE})|_{I_B=const}$ kể trên, do transistor được mắc nối tiếp với trở gánh R_C như hình 4.12, nên dòng I_C còn phụ thuộc vào nguồn E_C và trở gánh như sau:

$$I_C R_C + U_C = E_C \rightarrow I_C = \frac{E_C - U_C}{R_C} \quad (4.6)$$

Nếu vẽ trên cùng một đồ thị với họ đặc tuyến ra của transistor thì đây là một đường thẳng được gọi là *đường tải* với hai giao điểm bằng (E_C / R_C) trên trục tung và bằng (E_C) trên trục hoành như hình 4.15. Giao điểm của đường tải với các đường đặc tuyến ứng với mỗi dòng vào I_B là các *điểm làm việc* của transistor. Như định nghĩa ở trên thì điểm làm việc tĩnh là giao



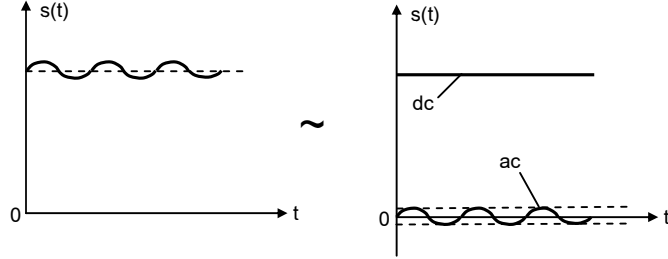
Hình 4.15. Họ đặc tuyến ra tĩnh và đường tải của transistor BJT.

điểm của đường tải với đường đặc tuyến ứng với $I_B = I_{B0}$ là dòng base khi không có tín hiệu vào.

4.3.5. Các thông số của transistor trong chế độ tín hiệu nhỏ

Nói chung, thế hoặc dòng điện tín hiệu tại điểm làm việc sẽ gồm tổng của hai thành phần: thành phần một chiều dc và thành phần biến đổi xoay chiều ac như hình 4.16. chỉ ra. Thành phần dc thường là để duy trì điểm làm việc của transistor còn thành phần ac là tín hiệu cần khuếch đại.

Khi tín hiệu vào ac nhỏ, có thể coi transistor là một bộ khuếch đại tuyến tính hoạt động quanh điểm làm việc (I_{C0} , U_{BE0}) trên hình 4.14c hay điểm (I_{C0} , U_{C0}) hình 4.15. Khi tính toán, đường cong đặc tuyến của nó được thay thế bằng tiếp tuyến với đường cong tại điểm làm việc. Lúc này có thể coi



Hình 4.16. Hai thành phần dc và ac của tín hiệu.

transistor như một tứ cực tuyến tính và có thể thiết lập các mối quan hệ giữa dòng, thế lối vào và lối ra. Nếu coi mạch lối vào của transistor như một tải nối tiếp với nguồn tín hiệu thế, người ta đưa vào khái niệm *điện trở vào vi phân*:

$$r_{BE} \equiv \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_{U_{CE}=const} \quad (4.7)$$

r_{BE} thường có giá trị từ vài trăm Ω đến vài trăm $k\Omega$;

Sự thay đổi dòng collector lối ra phụ thuộc vào thế lối vào được đặc trưng bởi *độ hở dẫn*:

$$S \equiv \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_{U_{CE}=const} \quad (4.8)$$

Theo biểu thức (4.8) trên thì:

$$S = \frac{I_S}{U_T} e^{U_{BE}/U_T} = \frac{I_C}{U_T} \quad (4.9)$$

Nhìn vào biểu thức ta thấy độ hở dẫn tỷ lệ với dòng collector I_C .

Sự phụ thuộc của điện áp collector-emitter vào dòng collector được đặc trưng bởi *điện trở ra vi phân*:

$$r_{CE} \equiv \left. \frac{\partial U_{CE}}{\partial I_C} \right|_{U_{BE}=const} \quad (4.10)$$

r_{CE} thường có giá trị từ vài chục $k\Omega$ đến hàng $M\Omega$. Điện trở này tỷ lệ nghịch với độ lớn của I_C , nó sẽ giảm đi khi dòng collector càng lớn.

Hệ số khuếch đại dòng điện tĩnh $\beta = I_C / I_B$ như đã nói ở mục trên chỉ không đổi trong một phạm vi hạn chế của dòng collector như thấy trong hình 4.17. Vì vậy một thông số nữa thường được đưa vào đặc trưng cho độ khuếch đại tại một điểm làm việc nào đó với tín hiệu nhỏ gọi là *hệ số khuếch đại dòng điện vi phân*:

$$\beta' \equiv \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_{U_{CE} = \text{const}} \quad (4.11)$$

Sự phụ thuộc này cũng được cho thí dụ trên hình 4.17.

Biết β và độ hở dẫn S có thể tính được điện trở vào:

$$r_{BE} = \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} = \frac{\partial U_{BE}}{(\partial I_C / \beta)} = \frac{\beta}{S} = \frac{\beta U_T}{I_C} \quad (4.12)$$

Thường thiết lập mối quan hệ giữa các đại lượng vào và ra của transistor $I_B = f(U_{BE}, U_{CE})$ và $I_C = f(U_{BE}, U_{CE})$ bằng các vi phân toàn phần:

$$\begin{aligned} dI_B &= \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{BE}} \right|_{U_{CE}} \cdot dU_{BE} + \left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{CE}} \right|_{U_{BE}} \cdot dU_{CE} \\ dI_C &= \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \right|_{U_{CE}} \cdot dU_{BE} + \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} \right|_{U_{BE}} \cdot dU_{CE} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Lượng $\left. \frac{\partial I_B}{\partial U_{CE}} \right|_{U_{BE}}$ gọi là *truyền đạt ngược* thường rất nhỏ nên có thể bỏ qua. Do vậy ta có phương

trình cơ bản:

$$\begin{cases} dI_B = \frac{1}{r_{BE}} dU_{BE} \\ dI_C = S \cdot dU_{BE} + \frac{1}{r_{CE}} dU_{CE} \end{cases} \quad (4.14)$$

Thường viết (4.16) dưới dạng ma trận Y :

$$\begin{pmatrix} dI_B \\ dI_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/r_{BE} & 0 \\ S & 1/r_{CE} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} dU_{BE} \\ dU_{CE} \end{pmatrix} \quad (4.15)$$

Bên cạnh đó còn có ma trận H như sau:

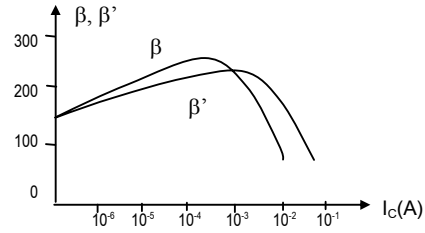
$$\begin{pmatrix} dU_{BE} \\ dI_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} dI_B \\ dU_{CE} \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

Giữa các phần tử các ma trận này tồn tại các quan hệ:

$$\begin{aligned} 1/r_{BE} &= y_{11} = 1/h_{11} \\ S &= y_{21} = h_{21}/h_{11} = \beta/r_{BE} \\ 1/r_{CE} &= y_{22} = (1/h_{11})(h_{11}h_{22} - h_{21}h_{12}) \approx h_{22} \end{aligned} \quad (4.17)$$

4.3.6. Phân tích 3 loại khuếch đại cơ bản dùng transistor trong chế độ tín hiệu nhỏ

Ta sẽ phân tích transistor hoạt động ở tần số thấp hơn tần số giới hạn (là tần số mà tại đó hệ số khuếch đại dòng điện giảm đi 3 dB so với ở tần số thấp) trong các cách mắc. Khi coi transistor như

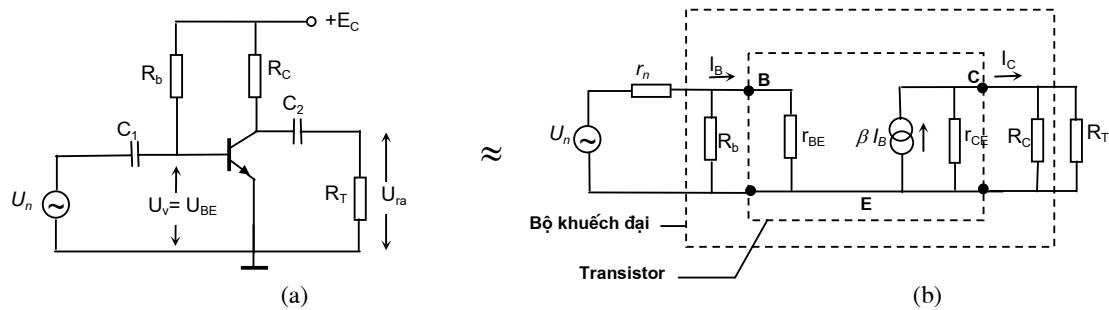


Hình 4.17. Sự phụ thuộc hệ số khuếch đại dòng điện tĩnh và động vào dòng collector.

một tứ cực tuyến tính ta dùng phương pháp sơ đồ tương đương với các thông số được định nghĩa như trên để khảo sát 3 loại sơ đồ khuếch đại cơ bản của transistor là sơ đồ emitter chung, collector chung và base chung.

- **Sơ đồ emitter chung đơn giản:** Sơ đồ thực (a) và sơ đồ tương đương tín hiệu nhỏ (b) của nó được trình bày trên hình 4.18, trong đó cần chú ý rằng các phần tử của transistor chỉ nằm trong phạm vi vòng chấm chấm bên trong còn bộ khuếch đại bao gồm cả các phần tử nằm trong vòng chấm chấm bên ngoài (thêm các điện trở mạch khuếch đại R_b và R_c . Các điện trở r_n là thuộc về điện trở nội của nguồn tín hiệu và R_T là điện trở tải.

Transistor lúc này được coi là gồm có một trở vào r_{BE} được mắc nối tiếp với nguồn tín hiệu và nguồn dòng βI_B được mắc song song ở lối ra với trở ra vì phân r_{CE} . Trong sơ đồ này hai tụ C_1 và C_2 là các tụ nối tầng. Tụ C_1 ngăn dòng một chiều từ nguồn nuôi vào nguồn tín hiệu vào. Mặt khác nó đảm bảo cho điện áp U_{B0} của điểm làm việc tĩnh không bị ảnh hưởng bởi điện trở trong r_n của nguồn tín hiệu vào. Tụ C_2 ngăn không cho thành phần một chiều từ tín hiệu ra và dòng một chiều của nguồn nuôi vào tải (hay tầng khuếch đại tiếp sau) và chỉ cho thành phần tín hiệu xoay chiều lối ra đi tới tải. Điện trở định thiên R_b xác định điểm làm việc cho transistor với dòng $I_{B0} = \frac{E_C - U_{BE}}{R_b}$.



Hình 4.18. Sơ đồ khuếch đại emitter chung (a) và sơ đồ tương đương (b).

Nguyên tắc hoạt động của bộ khuếch đại này như sau: khi đưa một lượng điện áp biến đổi ΔU_v tới lối vào transistor, sẽ làm biến đổi thế $\Delta U_{BE} = \Delta U_v$, dẫn tới làm dòng base biến đổi một lượng ΔI_B . Do đó dòng collector cũng biến đổi một lượng ΔI_C lớn gấp β lần ΔI_B . Dòng biến đổi này khi chảy qua tụ C_2 tới trở tải R_T sẽ gây nên sụt áp ở lối ra $\Delta U_{ra} = R_T \Delta I_C$.

Ta tính các thông số của bộ khuếch đại như sau:

1. *Trở lối vào $R_{vào}$* của bộ khuếch đại là trở được “nhìn” từ phía nguồn tín hiệu về bộ khuếch đại (có trường hợp người ta tính tới cả ảnh hưởng của trở tải được mắc ở lối ra bộ khuếch đại). Nhìn vào sơ đồ 4.18.b ta thấy trở vào này bằng trở của lớp tiếp giáp r_{BE} mắc song song với R_b . Thường để tạo điện áp thiên áp cho base, trong thực tế R_b cỡ từ vài trăm $k\Omega$ đến hàng $M\Omega$ nên là rất lớn so với r_{BE} (cỡ vài trăm Ω đến $k\Omega$). Do vậy thường trở vào của bộ khuếch đại trong trường hợp này được tính là bằng r_{BE} .

2. Trở lối ra R_{ra} của bộ khuếch đại là trở được “nhìn” từ phía trở tải ngược về bộ khuếch đại (có trường hợp tính tới cả sự có mặt của điện trở nguồn tín hiệu). Trong hình 4.18.b, trở này bằng r_{CE} mắc song song với trở gánh R_C . Thường trở gánh cỡ một vài $k\Omega$ trong khi r_{CE} cỡ hàng trăm $k\Omega$. Vì vậy, có thể coi trở ra của bộ khuếch đại trong trường hợp này bằng $R_{ra} \approx R_C$.

3. Tính hệ số khuếch đại thế A_u của bộ khuếch đại được định nghĩa bằng tỷ số số gia điện áp lối ra trên tải trên số gia điện áp nguồn tín hiệu vào. Ký hiệu thế hoặc dòng tín hiệu xoay chiều biến thiên nhỏ là \tilde{U} hay \tilde{I} , trong sơ đồ tương đương 4.18.b ta thấy:

$$\tilde{U}_{BE} = \tilde{U}_n \frac{r_{BE}}{r_n + r_{BE}} \rightarrow \tilde{U}_n = \frac{\tilde{U}_{BE}}{r_{BE} / (r_n + r_{BE})} = \frac{\tilde{I}_B r_{BE}}{r_{BE} / (r_n + r_{BE})} = \tilde{I}_B (r_n + r_{BE})$$

vậy:

$$\begin{aligned} A_u &\equiv \frac{\Delta U_{ra}}{\Delta U_{vao}} \equiv \frac{\tilde{U}_T}{\tilde{U}_n} = \frac{\beta \tilde{I}_B (R_C // r_{CE} // R_T)}{\tilde{I}_B (r_n + r_{BE})} \\ &= -\frac{\beta (R_C // r_{CE} // R_T)}{(r_n + r_{BE})} = \frac{\beta (R_C // r_{CE} // R_T)}{r_{BE} \left(1 + \frac{r_n}{r_{BE}}\right)} = \frac{S (R_C // r_{CE} // R_T)}{1 + \frac{r_n}{r_{BE}}} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Có khi người ta đưa dấu âm vào biểu thức bên vế phải để xác định là: thế tín hiệu ra trên collector biến đổi ngược pha với thế tín hiệu vào trên base.

Nếu điện trở nguồn tín hiệu $r_n \ll r_{BE}$ và $R_C, R_T \ll r_{CE}$ thì hệ số khuếch đại thế cực đại và bằng:

$$\begin{aligned} A_u &= -S (R_C // R_T) \\ \text{Vì } S &= \frac{I_C}{U_T} \text{ nên } A_u = -\frac{I_C (R_C // R_T)}{U_T} \end{aligned} \quad (4.19)$$

4. Tính hệ số khuếch đại dòng điện A_i của bộ khuếch đại.

$$A_i \equiv \frac{\tilde{I}_{ra}}{\tilde{I}_{vao}} \approx \frac{\tilde{I}_T}{\tilde{I}_B} = \frac{\beta \tilde{I}_B (r_{CE} // R_C // R_T)}{R_T} / \tilde{I}_B = \beta \frac{(r_{CE} // R_C // R_T)}{R_T} \quad (4.20)$$

5. Xét hệ số méo phi tuyến: Hệ số méo phi tuyến được định nghĩa là tỷ số giữa biên độ trung bình của các hài bậc cao trên biên độ hài bậc một tại lối ra bộ khuếch đại nếu ở lối vào đặt một tín hiệu điều hoà. Nguyên nhân chủ yếu gây méo phi tuyến trong bộ khuếch đại dùng transistor là do đặc tuyến vào $I_B = f(U_{BE})$ không tuyến tính.

Do điện áp tín hiệu là điều hoà, thí dụ bằng $U_0 \sin \omega t$, ta có:

$$U_{BE} = U_{BE0} + U_0 \sin \omega t$$

Phương trình của đặc tuyến vào là: $I_B \approx I_0 e^{U_{BE}/U_T}$ với $I_0 \approx I_E(1-\alpha)$

Thay U_{BE} vào biểu thức của I_B có:

$$I_B = I_0 e^{\frac{U_{BE0}}{U_T}} e^{\frac{U_0}{U_T} \sin \omega t}$$

Đặt $I_{B0} \equiv I_0 e^{U_{BE0}/U_T}$, khai triển thành cấp số với các sóng hài:

$$I_B \approx I_{B0} \left[1 + \frac{U_0}{U_T} \sin \omega t + \frac{U_0^2}{4U_T^2} (1 - \cos 2\omega t) + \dots \right]$$

$$\text{Do đó méo phi tuyến do hài bậc 2 gây nên là: } k = \frac{U_0^2 / 4U_T^2}{U_0 / U_T} 100\% = \frac{U_0}{4U_T} 100\% \quad (4.21)$$

Vậy hệ số méo phi tuyến phụ thuộc vào biên độ điện áp tín hiệu lối vào U_0 mà không phụ thuộc vào vị trí điểm làm việc.

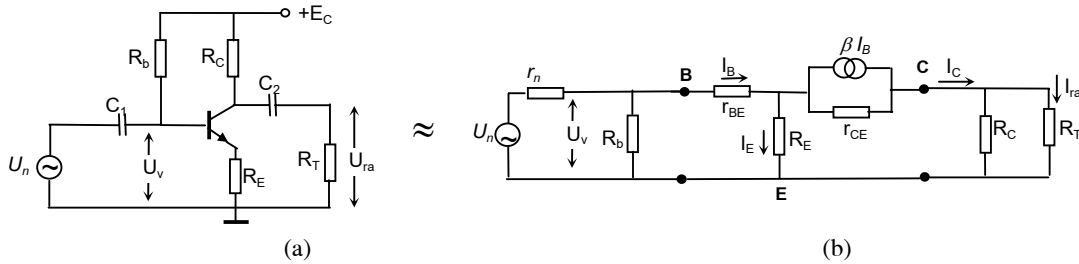
• **Sơ đồ emitter chung có điện trở tại emitter, phản hồi âm về dòng**

Nếu mắc thêm trở R_E tại emitter của transistor như hình 4.19.a, ngoài tác dụng tạo phản hồi âm về dòng một chiều để ổn định điểm làm việc (hình 4.13.c) ta còn có phản hồi âm về dòng tín hiệu xoay chiều qua nó. Trong trường hợp này có sơ đồ tương đương với tín hiệu xoay chiều nhỏ như hình 4.19.b. Ta sẽ tính các thông số khi thực tế $r_{CE} \gg R_E, R_C, R_T$ và $R_b \gg r_{BE} + R_E$.

1. Trở lối vào bộ khuếch đại R_V bằng trở vào của transistor được mắc song song với R_b . Do R_b và r_{CE} rất lớn như nói trên ta có:

$$\begin{aligned} R_V = \frac{\tilde{U}_v}{\tilde{I}_v} &\approx \frac{r_{BE} \tilde{I}_B + R_E \tilde{I}_E}{\tilde{I}_B} = \frac{r_{BE} \tilde{I}_B + R_E (\tilde{I}_B + \tilde{I}_C)}{\tilde{I}_B} \\ &= \frac{r_{BE} \tilde{I}_B + R_E (\tilde{I}_B + \beta \tilde{I}_B)}{\tilde{I}_B} = r_{BE} + (1 + \beta) R_E \end{aligned} \quad (4.22)$$

So sánh với trường hợp không có trở R_E , trong trường hợp có phản hồi âm, trở kháng vào tăng thêm $(1 + \beta) R_E$.



Hình 4.19. Sơ đồ khuếch đại có trở phản hồi âm tại emitter (a) và sơ đồ tương đương (b).

2. Trở lối ra: $R_{ra} \approx R_C$

3. Hệ số khuếch đại thế:

Nhận xét từ hai sơ đồ tương đương 4.18b và 4.19b ta thấy chỉ việc dùng công thức (4.18) với việc thay trở vào từ giá trị bằng r_{BE} thành $r_{BE} + (1 + \beta)R_E$ là được:

$$A_u = \frac{\tilde{U}_T}{\tilde{U}_n} = \frac{-\beta(R_C // r_{CE} // R_T)}{r_n + r_{BE} + (1 + \beta)R_E} = \frac{-S(R_C // r_{CE} // R_T)}{I + \frac{r_n}{r_{BE}} + (1 + \beta)\frac{R_E}{r_{BE}}} \quad (4.23)$$

So với trường hợp không có trở R_E hệ số khuếch đại thế bị giảm đi.

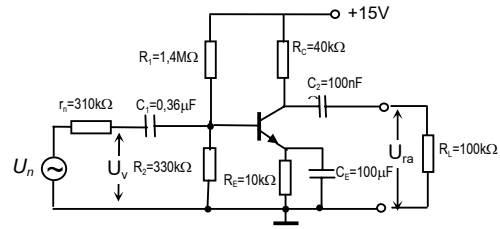
4. Hệ số khuếch đại dòng được tính như trường hợp trên có:

$$A_i \equiv \frac{\tilde{I}_{ra}}{\tilde{I}_v} \approx \frac{\tilde{I}_T}{\tilde{I}_B} = \frac{\beta \tilde{I}_B (r_{CE} // R_C // R_T)}{R_T \tilde{I}_B} = \beta \frac{r_{CE} // R_C // R_T}{R_T} \quad (4.24)$$

Vì sơ đồ này rất hay được dùng nên ta nêu thí dụ tính toán các linh kiện trong mạch của nó. Giả sử nguồn tín hiệu có điện trở nội $r_n = 10 \text{ k}\Omega$, transistor có hệ số khuếch đại dòng tĩnh $\beta = 250$, nguồn nuôi $+15 \text{ V}$, hãy tính các giá trị điện trở và tụ điện trong mạch hình 4.20 với trở tải $100 \text{ k}\Omega$.

Ta chọn dòng tín hiệu tại collector không lớn để sao cho trở kháng vào xoay chiều không nhỏ hơn $20 \text{ k}\Omega$. Trở kháng này bằng $R_1 // R_2 // r_{BE}$ (C_E được chọn sao cho có dung kháng coi như bằng 0 ở tần số làm việc, đoạn mạch xuống đất, ta sẽ tính sau). Nếu chọn $I_C = 200 \mu\text{A}$, ta có:

$$r_{BE} = \frac{\beta U_T}{I_C} = \frac{250 \times 25,5 \cdot 10^{-3}}{200 \cdot 10^{-6}} \approx 32 \text{ k}\Omega$$



Hình 4.20. Thí dụ tính các thông số của bộ khuếch đại điện trở.

Xác định điểm làm việc khi không có tín hiệu: điểm làm việc càng ổn định nếu sụt áp một chiều trên R_E càng lớn (phản hồi âm về dòng một chiều càng lớn). Nếu chọn $U_E = 2 \text{ V}$ thì dòng

collector chỉ thay đổi một lượng $\frac{\partial I_C / \partial T^\circ}{I_C} = \frac{2 \text{ mV} / ^\circ \text{C}}{2 \text{ V}} = 0,1\% / ^\circ \text{C}$ là đạt yêu cầu về ổn định

nhiệt. Để tránh méo phi tuyến, điện áp collector khi không có tín hiệu cũng phải không được rơi vào vùng bão hoà $U_{CE} \approx 0,3 \text{ V}$, nhưng cũng không được lớn quá vì hệ số khuếch đại sẽ nhỏ. Giả sử tín hiệu cực đại ở lối ra cần có:

$$U_C > U_E + U_{C \min} + |\Delta U_{C \max}| = 2 \text{ V} + 1 \text{ V} + 2 \text{ V} = 5 \text{ V}$$

Ta chọn $U_C = 7 \text{ V}$ và tính các giá trị R_C và R_E cho trường hợp này:

$$R_E \approx \frac{U_E}{I_C} = \frac{2}{200 \cdot 10^{-6}} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = \frac{+V_C - U_C}{I_C} = \frac{15 - 7}{200 \cdot 10^{-6}} = 40 \text{ k}\Omega$$

Thế base khi không có tín hiệu cần chọn sao cho sụt áp trên R_E khoảng 2V trong khi sụt áp trên lớp tiếp giáp base-emitter cỡ $U_{BE} \approx 0,6\text{V}$. Vậy thế trên base bằng: $U_B = U_E + U_{BE} = 2,6\text{V}$. Từ đó tính ra dòng base:

$$I_B = I_C / \beta = \frac{200 \cdot 10^{-6}}{250} = 0,8 \mu\text{A}$$

Để ổn định, dòng chảy qua điện trở R_2 trong phân áp R_1, R_2 phải lớn hơn cỡ 10 lần dòng base và do vậy bằng $8\mu\text{A}$. Ta tính được:

$$R_1 = \frac{15\text{V} - 2,6\text{V}}{8\mu\text{A} + 0,8\mu\text{A}} = \frac{15 - 2,6}{8 \cdot 10^{-6} + 0,8 \cdot 10^{-6}} = 1,4 \text{ M}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2,6\text{V}}{8\mu\text{A}} = \frac{2,6}{8 \cdot 10^{-6}} = 330 \text{ k}\Omega$$

Tính trở kháng vào: $r_V = r_{BE} // R_1 // R_2 = 29 \text{ k}\Omega$

Tính trở kháng ra, theo tài liệu kỹ thuật với dòng cực góp $200\mu\text{A}$ ta có $r_{CE} = 500 \text{ k}\Omega$. Vậy trở kháng ra bằng:

$$r_{ra} = R_C // r_{CE} = 40 \text{ k}\Omega // 500 \text{ k}\Omega = 37 \text{ k}\Omega$$

Ta sẽ tính giá trị của các tụ điện, do trong mạch có 3 bộ lọc thông cao nên cần chọn tần số cắt của chúng thấp đến cỡ mong muốn, thí dụ là 20 Hz. Khi đầu nối tiếp n bộ lọc thông cao có tần số cắt bằng nhau thì tần số cắt bộ lọc gần bằng tần số cắt thành phần nhân với \sqrt{n} .

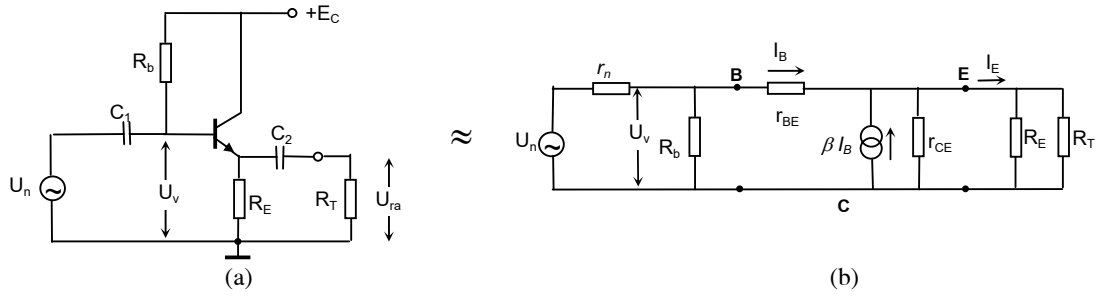
Do vậy có: $f_{C\Sigma} = f_{Ci} \sqrt{n} \rightarrow f_{Ci} = f_{C\Sigma} / \sqrt{n} = 20\text{Hz} / \sqrt{3} = 11,5\text{Hz}$

$$C_1 = \frac{I}{2\pi f_{Ci}(r_n + r_{BE})} = \frac{I}{2\pi \times 11,5 \cdot (10 \cdot 10^3 + 32 \cdot 10^3)} = 0,36 \mu\text{F}$$

Vậy: $C_E = \frac{S}{2\pi f_{Ci}} = \frac{I_C}{2\pi f_{Ci} U_T} = \frac{200 \cdot 10^{-6}}{2\pi \times 11,5 \times 25,5} \approx 100 \mu\text{F}$

$$C_2 = \frac{I}{2\pi g f_{Ci}(r_{ra} + R_L)} \approx 100 \text{ nF}$$

• **Sơ đồ collector chung:** Sơ đồ thực và sơ đồ tương đương của bộ khuếch đại này được trình bày trên hình 4.21. Đây còn được gọi là sơ đồ **lắp lại emitter**. Được gọi như vậy vì điện áp lấy ra trên emitter lắp lại sự thay đổi điện áp lối vào trên base, hệ số khuếch đại thế của sơ đồ gần bằng 1. Điện trở R_E trong sơ đồ đóng vai trò như R_C trong sơ đồ emitter chung.



Hình 4.21. Sơ đồ khuếch đại collector chung (a) và sơ đồ tương đương (b).

Tính các thông số của sơ đồ bộ khuếch đại.

1. Trở lối vào R_v của bộ khuếch đại là trở vào của transistor được mắc song song với R_b . Nếu chưa tính tới R_b và thường $r_{CE} \gg R_E, R_T$ ta có:

$$\begin{aligned}
 R_V &= \frac{\tilde{U}_v}{\tilde{I}_v} \approx \frac{r_{BE} \tilde{I}_B + (R_E // R_T) \tilde{I}_E}{\tilde{I}_B} \\
 &= \frac{r_{BE} \tilde{I}_B + (R_E // R_T) (I_{B\sim} + \beta \tilde{I}_B)}{\tilde{I}_B} = r_{BE} + (1 + \beta)(R_E // R_T)
 \end{aligned} \quad (4.25)$$

Như vậy trở vào của sơ đồ lặp lại emitter là lớn khi điện trở R_E lớn và gấp cỡ β lần. Khi tính cả R_b thì trở vào bộ khuếch đại giảm đi và được tính bằng $R_b // R_{vào}$.

2. Trở lối ra R_{ra} khi chưa tính tới r_{CE} và R_E thì

$$\begin{aligned}
 R_{ra} &= \frac{\tilde{U}_{ra}}{\tilde{I}_{ra}} \approx \frac{(R_B // r_n) \tilde{I}_B + r_{BE} \tilde{I}_B}{\tilde{I}_E} \\
 \text{vì } I_B &= \frac{I_E}{1 + \beta} \text{ nên } R_{ra} \approx \frac{(R_B // r_n) + r_{BE}}{1 + \beta}
 \end{aligned}$$

$$\text{Nếu tính tới } r_{CE} \text{ và } R_E \text{ thì } R_{ra} \approx \frac{(R_B // r_n) + r_{BE}}{1 + \beta} // r_{CE} // R_E \quad (4.26)$$

Trong trường hợp $r_n \ll R_B, r_{BE}$ và $r_{CE} \gg R_E$ thì:

$$R_{ra} \approx \frac{r_{BE}}{1 + \beta} // R_E \quad (4.27)$$

Vậy bộ khuếch đại lặp lại emitter có đặc điểm là trở lối vào rất lớn, trở lối ra rất nhỏ. Đó là một đặc điểm quý, cho phép dùng nó như một bộ phối hợp trở kháng tốt giữa một nguồn tín hiệu có điện trở nguồn lớn với tải tiêu thụ có điện trở tải nhỏ. Nghĩa là nó cho phép truyền trị số sức điện động của nguồn tín hiệu lên một điện trở tải nhỏ hơn điện trở của nguồn tín hiệu nhiều với hiệu suất truyền rất cao.

3. Hệ số khuếch đại thế A_u : Do $r_n \ll R_v$ nên $A_u = \frac{\tilde{U}_{ra}}{\tilde{U}_n} \approx \frac{\tilde{U}_{ra}}{\tilde{U}_v}$.

Khi chưa tính đến R_b ta có thể tính hệ số này bằng:

$$A_u \approx \frac{(R_E // R_T) \tilde{I}_E}{R_V \tilde{I}_B} = \frac{(R_E // R_T)(1 + \beta) \tilde{I}_B}{R_V \tilde{I}_B}$$

Thay giá trị R_V ở trên ta có:

$$A_u = \frac{(R_E // R_T)(1 + \beta)}{r_{BE} + (1 + \beta)(R_E // R_T)} = \frac{1}{1 + \frac{r_{BE}}{(1 + \beta)(R_E // R_T)}} \leq 1 \quad (4.28)$$

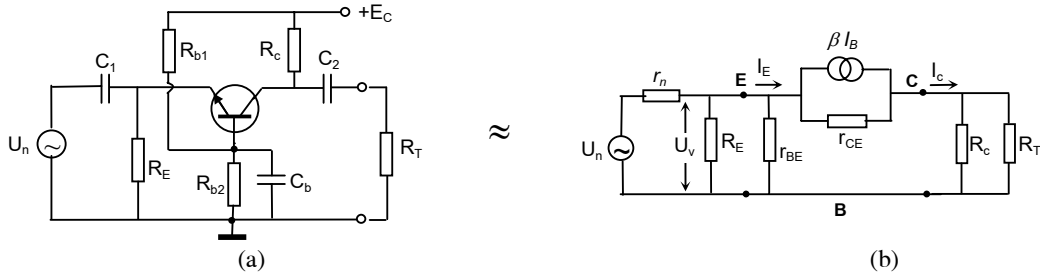
Khi $R_E \gg 1/S = \frac{\beta}{r_{BE}}$ thì $A_u \approx 1$

4. Hệ số khuếch đại dòng:

Tại điểm nút E, ta có: $\tilde{I}_b + \tilde{I}_c + \beta \tilde{I}_b - \tilde{U}_T / r_{CE} = 0$,

$$\text{vậy } A_i = \frac{\tilde{I}_T}{\tilde{I}_V} \approx \frac{\tilde{I}_T}{\tilde{I}_b} = \frac{1 + \beta}{1 + \frac{R_T}{R_E} + \frac{R_T}{r_{CE}}} \approx 1 + \beta \quad (\text{do } R_E // r_{CE} \gg R_T) \quad (4.29)$$

• **Sơ đồ base chung:** Sơ đồ thực và sơ đồ tương đương của bộ khuếch đại này được trình bày trên hình 4.22.



Hình 4.22. Sơ đồ khuếch đại base chung (a) và sơ đồ tương đương (b)

1. Tính hệ số khuếch đại thế A_u : So sánh với sơ đồ emitter chung ta thấy điện áp tín hiệu vào cũng được đặt giữa emitter và base, điện áp tín hiệu ra được lấy trên emitter. Do đó độ khuếch đại điện áp cũng giống nhau và từ các công thức (4.18) và (4.19) có thể suy ra các biểu thức tính hệ số khuếch đại điện áp cho sơ đồ mắc base chung như sau, với lưu ý đưa dấu dương vào vì biến thiên điện áp ra trên base là đồng pha với biến thiên điện áp vào trên emitter:

$$A_u = \frac{S(R_C // r_{CE} // R_T)}{1 + \frac{r_n}{r_{BE}}}$$

Và khi $r_n \ll r_{BE}$ và $R_C, R_T \ll r_{CE}$ thì hệ số khuếch đại thế cực đại và bằng:

$$A_u = -S(R_C // R_T)$$

Vì $S = \frac{I_C}{U_T}$ nên $A_u = -\frac{I_C(R_C // R_T)}{U_T}$ (4.30)

2. Tính hệ số khuếch đại dòng điện A_i :

$$A_i \equiv \frac{\tilde{I}_{ra}}{\tilde{I}_V} \approx \frac{\tilde{I}_T}{\tilde{I}_E} = \frac{\beta}{1 + \beta} \approx 1$$
 (4.31)

3. Trở kháng vào của sơ đồ base chung nhỏ hơn nhiều trở kháng vào của sơ đồ emitter chung:

$$R_{vào} = \frac{\tilde{U}_{vào}}{\tilde{I}_E} \approx \frac{\tilde{U}_{vào}}{\tilde{I}_C} = \frac{R_C r_{BE}}{\beta} \left(\frac{1}{R_C} + \frac{1}{r_{CE}} \right) = \frac{r_{BE}}{\beta} \frac{R_C}{R_C // r_{CE}} \approx \frac{r_{BE}}{\beta} = \frac{U_T}{I_C}$$
 (4.32)

4. Trở kháng ra của sơ đồ cũng giống như sơ đồ emitter chung và bằng:

$$R_{ra} = R_C // r_{CE}$$

Khi hoạt động trong vùng tần số cao cần chú ý đến điểm khác biệt giữa sơ đồ base chung và sơ đồ emitter chung về điện dung lối vào. Với sơ đồ emitter chung, điện dung vào là tổng của C_{BE} và điện dung ghép giữa mạch ra và vào C_{CB} tác động về mạch vào $C'_{CB} = K_u C_{CB}$. Nó có trị số khoảng từ 10 đến 100 pF. Với sơ đồ base chung, điện dung vào chỉ là điện dung base-emitter C_{BE} có trị số vài pF. Những điện dung vào này cùng với trở nội nguồn tín hiệu tạo thành mạch lọc thông thấp làm giảm tần số giới hạn trên của transistor. Do vậy sơ đồ base chung thường được dùng cho các bộ khuếch đại làm việc ở các tần số cao hơn trong các sơ đồ khác.

• Tóm tắt các tính chất của 3 loại sơ đồ.

Qua các khảo sát trên, ta có thể đánh giá khái quát các đặc điểm của 3 loại sơ đồ vừa phân tích theo các thông số của sơ đồ như bảng sau:

	Emitter chung	Collector chung	Base chung
A_u	lớn	nhỏ	lớn
A_i	lớn	lớn	nhỏ
R_V	trung bình	lớn	nhỏ
R_{ra}	trung bình-lớn	nhỏ	lớn

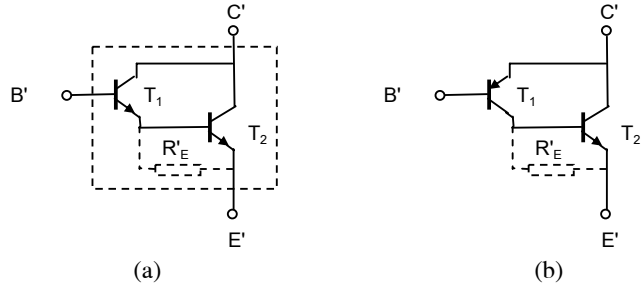
- Mạch emitter chung có hệ số khuếch đại công suất $P = A_u A_i$ là lớn nhất, do đó thường hay được dùng. Trở kháng vào và trở kháng ra có giá trị trung bình vì vậy cũng thuận lợi cho việc ghép giữa tải và nguồn tín hiệu. Điện trở tải thích hợp với mạch này trong khoảng vài kΩ.

- Mạch collector chung có điện trở vào lớn, điện trở ra nhỏ nên thường được dùng để phối hợp trở kháng giữa nguồn tín hiệu có trở kháng lớn và trở tải nhỏ. Mạch này có hệ số khuếch đại thế nhỏ hơn và gần bằng 1 nhưng có hệ số khuếch đại dòng lớn.

- Mạch base chung được dùng nhiều ở dải tần số cao vì có điện dung vào nhỏ hơn so với mạch emitter và collector chung.

4.3.7. Sơ đồ Darlington: Khi sử dụng bộ lặp lại emitter mà độ khuếch đại dòng điện của một transistor chưa đủ thì người ta thường bổ sung thêm một transistor nữa như sơ đồ hình 4.23.a gọi là sơ đồ Darlington. Hai transistor T_1 và T_2 lúc này có thể được xem như một transistor với các điện cực E', B', C' như hình vẽ. Ta hãy tính các thông số của sơ đồ.

Gọi hệ số khuếch đại dòng điện tính của hai transistor tương ứng là β_1 và β_2 . Trong trường hợp trở R'_E rất lớn (bằng ∞) thì dòng emitter của T_1 chính bằng dòng base của T_2 nên ta có thể dễ dàng thấy được hệ số khuếch đại dòng của cả hệ β' bằng:



Hình 4.23. Sơ đồ Darlington thông thường (a) và kiểu bù (b).

$$\beta' = \beta_1 \beta_2 \quad (4.33)$$

Nhìn vào sơ đồ ta cũng thấy, trở lớp tiếp giáp emitter-base r_{BE2} của transistor T_2 đóng vai trò như một điện trở mắc vào emitter của transistor T_1 trong sơ đồ emitter chung có điện trở phản hồi âm ở emitter. Do vậy có thể áp dụng công thức (4.22) cho việc tính trở vào của bộ khuếch đại Darlington:

$$R_V = r_{BE1} + (1 + \beta_1) r_{BE2}$$

$$\text{Vì } \tilde{I}_{C2} \approx \beta_2 I_{C1} \quad \text{nên} \quad r_{BE2} = \frac{1}{1 + \beta_1} r_{BE1}$$

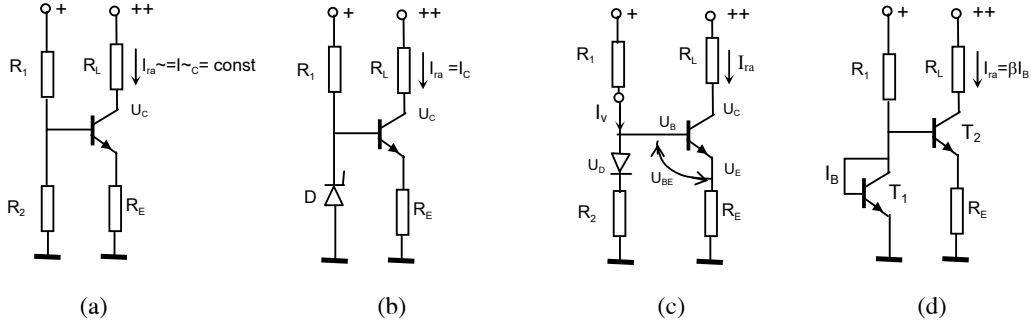
$$\text{Vậy:} \quad R_V = 2 r_{BE1} = 2 \beta' \frac{U_T}{I_C} \quad (4.34)$$

Để có độ hỗ dẫn S' lớn thường chọn dòng $I_{B1} > I_{B2}$ bằng cách đưa vào emitter T_1 một nguồn dòng hoặc mắc thêm R'_E như hình vẽ. Điện trở này thường được chọn lớn hơn r_{BE2} nhiều để sao cho hầu hết dòng tín hiệu \tilde{I}_{E1} đi vào base của transistor T_2 .

Cũng có thể nối hai transistor khác loại để tạo thành một sơ đồ Darlington kiểu bù như hình 4.23.b. Transistor T_1 lúc này là loại p-n-p chứ không phải là loại n-p-n. Các thông số của sơ đồ vẫn như sơ đồ hình 4.23.a.

4.3.8. Sơ đồ tạo nguồn dòng không đổi

Nguồn dòng không đổi (gọi tắt là nguồn dòng) đảm bảo trên tải một dòng không đổi, không phụ thuộc vào sự biến đổi của trở tải. Đặc điểm của đoạn nằm ngang trong đặc tuyến của transistor cho phép sử dụng nó làm nguồn dòng rất tốt. Để có dòng lối ra không đổi khi trở tải thay đổi thì trở nội của nguồn dòng phải rất lớn so với trở tải. Hình 4.24.a là một sơ đồ nguồn dòng ổn định có mạch phân áp.



Hình 4.24. Sơ đồ nguồn dòng ổn định có mạch phân áp.

Đặc tính ra của transistor cho sơ đồ có đặc điểm là có nội trở vi phân ra rất lớn ($r_{ra} = dU_{ra}/dI_{ra} = dU_C/dI_C$) trong khi nội trở tĩnh ($U_{ra}/I_{ra} = U_C/I_C$) nhỏ. Vì vậy dòng ra xoay chiều hầu như không phụ thuộc vào trở tải R_L . Để tính trở nội r_i ta có:

$$dI_{ra} = dI_C, \quad dU_{CE} \approx -dU_{ra}, \quad dI_C = dI_E + dI_B, \quad dU_{BE} = -dI_B(R_1 // R_2) - dI_E R_E$$

$$r_i = -\frac{dU_{ra}}{dI_{ra}} = r_{CE} \left[1 + \frac{\beta R_E}{(R_1 // R_2) + r_{BE} + R_E} \right]$$

Thí dụ, chọn $R_E = 5 \text{ k}\Omega$, $U_E = 5 \text{ V}$, điện trở phân áp $(R_1 / R_2) = 10 \text{ k}\Omega$, $r_{CE} = 100 \text{ k}\Omega$, $\beta = 300$, $r_{BE} = \beta U_T = 7,8 \text{ k}\Omega$ ta có r_i cỡ $6,7 \text{ M}\Omega$.

Từ công thức trên thấy rằng điện trở phân áp có ảnh hưởng đến nội trở của nguồn dòng, vì vậy thường thay R_2 bằng một diode ổn áp như hình 4.24.b.

Hình 4.24.c là sơ đồ nguồn dòng "gương dòng điện". Để bù trừ hiệu ứng nhiệt tại cực emitter ($2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$) người ta đấu nối tiếp một điện trở R_2 với diode D. Khi đó ta có:

$$I \approx I_v = \frac{U_B - U_{BE}}{R_E} = \frac{I_v R_2 + U_D - U_{BE}}{R_E} \approx \frac{R_2}{R_E} I_v$$

Do dòng I_{ra} tỷ lệ với dòng I_v nên sơ đồ này gọi là gương dòng điện. Để đảm bảo $U_D \approx U_{BE}$, thay cho diode, người ta dùng một transistor T_1 có cực collector được nối với base như hình 4.24.d. Trong sơ đồ này $U_{CE} = U_{BE} > U_{CEbh}$ (U_{CEbh} là thế bão hòa), do đó T_1 bão hòa. Vì $U_{BE1} = U_{BE2}$ nên khi chọn được các transistor thích hợp ta sẽ có:

$$I_{B1} = I_{B2} = I_B \quad \text{và} \quad I_{C1} = I_{C2} = \beta I_B$$

$$\text{Lúc đó: } I_v = \beta I_B + 2I_B \quad \text{và} \quad I_{ra} = \beta I_B = \frac{\beta}{\beta + 2} I_v \approx I_v$$

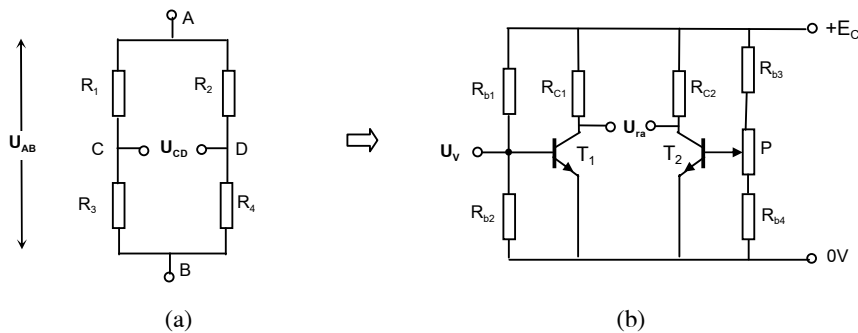
Như vậy sơ đồ có khả năng làm việc ngay cả khi điện trở cực phát bị đoản mạch.

4.3.9. Hiện tượng trôi điểm không và sơ đồ khuếch đại kiểu cầu

Trong quá trình hoạt động của transistor trong bộ khuếch đại, các thông số môi trường thay đổi (thí dụ, sự thay đổi nhiệt độ, thay đổi giá trị điện áp nguồn nuôi, v.v...) sẽ gây nên *hiện tượng trôi điểm không*. Thí dụ, ta biết rằng chất bán dẫn rất nhạy cảm với nhiệt độ nên nếu nhiệt độ môi trường thay đổi, về nguyên tắc dù ít dù nhiều cũng làm thay đổi dòng collector của transistor mặc dù tín hiệu vào base không đổi. Khi đó dù tín hiệu vào luôn bằng không, thì sau một thời gian tín hiệu ra của bộ khuếch đại vẫn biến đổi tới một giá trị khác không nào đó. Ta gọi đó là hiện tượng trôi của bộ khuếch đại một chiều. Hiện tượng này gắn liền với bản chất vật lý của các quá trình thăng giáng trong vật liệu bán dẫn dưới tác động biến đổi chậm của các thông số môi trường hoặc do ngay sự không ổn định các tham số của transistor. Với các bộ khuếch đại liên kết giữa các tầng bằng tụ điện hoặc biến thể phân cách thì không xảy ra hiện tượng này vì các thế trôi bị các tụ điện loại bỏ.

Do đó độ trôi điểm không là một thông số rất quan trọng với một bộ khuếch đại một chiều. Trong các bộ khuếch đại này, nếu không được thiết kế cẩn thận thì tín hiệu trôi (được coi như nguồn gây nhiễu) rất gần giống với tín hiệu biến đổi chậm cần khuếch đại. Vì vậy việc thiết kế các bộ khuếch đại dùng transistor có khả năng triệt độ trôi cao là cần thiết. Sơ đồ khuếch đại kiểu cầu là một thí dụ.

Sơ đồ khuếch đại một chiều kiểu cầu được xây dựng trên nguyên tắc cân bằng của cầu Wheatstone như hình 4.25.a. Khi thỏa mãn điều kiện cân bằng $R_1 = R_2, R_3 = R_4$ thì thế ở đường chéo của cầu U_{CD} không phụ thuộc vào thế nuôi cầu U_{AB} , tức là $U_{CD} = 0$ với mọi U_{AB} . Nói cách khác, nếu các cặp điện trở R_1, R_2 và R_3, R_4 đều giống nhau về cấu tạo và trị số (công nghệ chế tạo, vật liệu chế tạo giống nhau) thì điều kiện cân bằng cầu sẽ luôn được thỏa mãn khi các thông số của môi trường cũng như giá trị nguồn nuôi biến đổi.



Hình 4.25. Cầu Weatstone và sơ đồ khuếch đại kiểu cầu.

Dựa trên nguyên lý đó, mạch khuếch đại kiểu cầu được thiết kế như hình 4.25.b. Trong đó các linh kiện R_{C1} , R_{C2} và các transistor T_1 và T_2 giữ vai trò là các nhánh của cầu. Nếu chọn các cặp này hoàn toàn giống nhau về vật liệu và công nghệ chế tạo thì khi cho $U_V = 0$, điều chỉnh biến trở P sao cho $U_{ra} = 0$, trong trường hợp lý tưởng mạch sẽ luôn giữ được trạng thái cân bằng này dù nhiệt độ môi trường hay thế nguồn nuôi $+E_C$ thay đổi. Thực vậy, nguyên do là vì lúc đó sự biến đổi của nhánh R_{C1} , T_1 hoàn toàn giống sự biến đổi của nhánh R_{C2} , T_2 . Tuy nhiên trong thực tế vì không thể chế tạo hoàn toàn chính xác các linh kiện này được nên mạch vẫn còn một độ trôi nào đó nhưng rất nhỏ.

Bây giờ nếu tác động ở lối vào một thế $U_V \neq 0$ thì trở nội của T_1 sẽ thay đổi, cầu bị lệch cân bằng và làm xuất hiện thế lối ra $U_{ra} \neq 0$. Trong vùng hoạt động tuyến tính của T_1 , thế lối ra U_{ra} sẽ biến đổi tuyến tính theo thế lối vào U_V . Đó là nguyên tắc hoạt động của sơ đồ khuếch đại một chiều kiểu cầu. Nhược điểm của nó là ở chỗ chỉ có transistor T_1 là làm nhiệm vụ khuếch đại còn transistor T_2 chỉ đơn thuần giữ vai trò là một điện trở có đặc tính biến đổi giống "điện trở" T_1 .

4.3.10. Sơ đồ khuếch đại vi sai

Bộ khuếch đại vi sai có sơ đồ như hình 4.26. Sơ đồ này gần giống sơ đồ kiểu cầu trong đó thêm vào điện trở R_E được mắc tại điểm nối chung hai emitter của các transistor tới một nguồn thứ hai là $-V_{CC}$. Giá trị của R_E được chọn đủ lớn để dòng qua điện trở này được xem như không đổi.

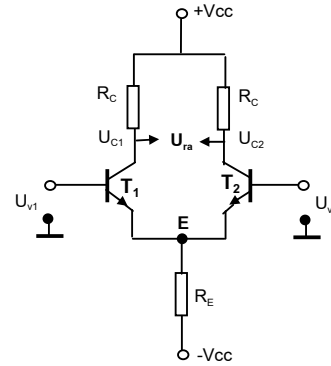
Về tính cân xứng để triệt độ trôi điểm không thì bộ khuếch đại này không khác nhiều so với khuếch đại kiểu cầu. Nhưng về nguyên tắc khuếch đại tín hiệu có khác. Đây là bộ khuếch đại tín hiệu một chiều đối xứng, có 2 lối vào U_{V1} , U_{V2} và 1 lối ra là hiệu thế giữa U_{C1} và U_{C2} .

$$U_{ra} = U_{C1} - U_{C2}$$

Tất nhiên cũng có thể lấy tín hiệu ra từ 2 đầu ra so với điểm chung là U_{C1} hoặc U_{C2} .

Nhờ có R_E mà cả T_1 và T_2 đều tham gia khuếch đại tín hiệu. Thực vậy, giả sử các linh kiện đối xứng trong mạch có các thông số giống nhau hoàn toàn thì ở vị trí cân bằng $U_{V1} = U_{V2} = 0$ ta có $U_{ra} = 0$. Nếu giữ nguyên U_{V2} và cho U_{V1} tăng thì I_{E1} và I_{C1} sẽ tăng dẫn tới U_{C1} giảm. Mặt khác, dòng I_{E1} tăng sẽ làm cho thế tại điểm E là U_{E1} tăng. Vì $U_{V2} = U_{B2}$ không đổi nên điều này làm giảm hiệu thế U_{BE2} , dẫn tới làm giảm dòng I_{E2} và I_{C2} . Vì I_{C2} giảm nên thế U_{C2} tăng. Kết quả là nhờ sự có mặt của R_E mà một sự tăng thế U_{V1} đã làm giảm thế U_{C1} và tăng thế U_{C2} tức là làm tăng gấp đôi sự biến đổi của thế lối ra $U_{ra} (= U_{C1} - U_{C2})$ so với trường hợp ở sơ đồ kiểu cầu do cả transistor T_2 cũng tham gia khuếch đại.

Tương tự cũng có thể lý luận cho trường hợp giữ nguyên U_{V1} và biến đổi U_{V2} . Đặc biệt khi U_{V1} và U_{V2} được biến đổi theo hướng ngược nhau, ta gọi là đã *tác động lên lối vào một tín hiệu vi sai* (biến đổi ngược pha nhau) thì sự biến đổi thế lối ra sẽ tăng gấp bội. Còn trong trường hợp khi U_{V1} và



Hình 4. 26. Bộ khuếch đại vi sai.

U_{v2} biến đổi theo hướng cùng chiều (biến đổi đồng pha nhau) ta gọi là đã *tác động lên lối vào một tín hiệu đồng pha*. Lý luận cho thấy thế lối ra sẽ giữ nguyên bằng 0 khi các biến đổi đó là đồng pha và có độ lớn bằng nhau. Tuy nhiên trong thực tế do không thể chế tạo được các linh kiện đối xứng hoàn toàn nên vẫn còn một giá trị lối ra khác không nào đó nhưng rất nhỏ. Đó là những đặc tính rất quý của bộ khuếch đại vi sai: nó cho phép khuếch đại nhạy với các tín hiệu vi sai và không nhạy với các tín hiệu đồng pha. Bộ khuếch đại vi sai sẽ rất ít nhạy với sự biến đổi của các thông số môi trường xung quanh (thí dụ như nhiệt độ môi trường bao quanh transistor làm thay đổi dòng collector của nó) do sự tác động của chúng lên các lối vào của bộ khuếch đại có bản chất như các tín hiệu đồng pha.

Điện trở R_E mắc ở emitter cũng tạo nên một phản hồi âm về dòng làm tăng tính ổn định của mạch khuếch đại. Nếu chọn R_E đủ lớn thì độ triệt tín hiệu đồng pha sẽ rất lớn (độ triệt các tạp âm đồng pha cao) và mạch sẽ ổn định dù nhiệt độ môi trường thay đổi.

Giống như ở mạch khuếch đại cầu, mức độ cân xứng trong khuếch đại vi sai phụ thuộc vào sự cân xứng (hoàn hảo) trong công nghệ chế tạo các cặp T_1, T_2, R_{C1}, R_{C2} .

Ta sẽ tính hệ số khuếch đại của sơ đồ.

Phân biệt điện áp tín hiệu vào thành 2 thành phần:

$$\text{- Điện áp đồng pha:} \quad U_g \equiv \frac{U_{v1} + U_{v2}}{2} \quad (4.35)$$

$$\text{- Điện áp ngược pha (còn gọi là điện áp vi sai):} \quad U_d \equiv \frac{U_{v1} - U_{v2}}{2} \quad (4.36)$$

Như vậy:

$$\begin{aligned} U_{v1} &= \frac{U_{v1} + U_{v2}}{2} + \frac{U_{v1} - U_{v2}}{2} = U_g + U_d \\ U_{v2} &= \frac{U_{v1} + U_{v2}}{2} - \frac{U_{v1} - U_{v2}}{2} = U_g - U_d \end{aligned} \quad (4.37)$$

Gọi $K_g \equiv \frac{\tilde{U}_{ra}}{\tilde{U}_g}$ là hệ số khuếch đại tín hiệu đồng pha và $K_d \equiv \frac{\tilde{U}_{ra}}{\tilde{U}_d}$ là hệ số khuếch đại tín hiệu vi sai, ta có:

$$\begin{aligned} \tilde{U}_{C1} &= K_g \tilde{U}_g + K_d \tilde{U}_d \\ \tilde{U}_{C2} &= K_g \tilde{U}_g - K_d \tilde{U}_d \end{aligned} \quad \rightarrow \quad \begin{aligned} K_g &= \frac{\tilde{U}_{C1} + \tilde{U}_{C2}}{2\tilde{U}_g} \\ K_d &= \frac{\tilde{U}_{C1} - \tilde{U}_{C2}}{2\tilde{U}_d} \end{aligned} \quad (4.38)$$

Áp dụng các công thức với transistor hoạt động trong cách mắc emitter chung có trở R_E tại emitter ta có:

$$\begin{aligned} K_g &= \frac{-\beta R_C}{r_{BE} + (1 + \beta)R_E} \\ K_d &= \frac{-\beta R_C}{r_{BE}} \end{aligned} \quad (4.39)$$

Từ kết quả trên ta thấy hệ số khuếch đại tín hiệu vi sai không phụ thuộc vào R_E và gần bằng hệ số khuếch đại trong sơ đồ emitter chung. Trong khi đó hệ số khuếch đại tín hiệu đồng pha lại phụ thuộc vào R_E . Chọn $R_E \gg R_C$ sẽ cho $K_g \ll 1$. Rõ ràng rằng nếu chọn R_E càng lớn thì càng triệt được tất các can nhiễu đồng pha.

Giá trị điển hình của K_d là từ 50 đến 100 còn của K_g vào cỡ 0,001. Để đánh giá phẩm chất của bộ khuếch đại vi sai, người ta còn đưa vào thông số *hệ số suy giảm tín hiệu đồng pha*:

$$G \equiv \left| \frac{K_d}{K_g} \right| \quad (dB), \quad \text{thường } G \text{ có giá trị cỡ hàng trăm ngàn.} \quad (4.40)$$

Việc chọn R_E lớn quá gây nên sụt thế trên nó tăng và làm cho transistor rơi vào điểm làm việc phi tuyến dẫn tới giảm hệ số khuếch đại. Để giải quyết vấn đề này người ta có thể thay điện trở bằng một phân tử tích cực đóng vai trò là một *nguồn dòng*. Lý do vì nguồn dòng có trở nội rất lớn nhưng sụt thế trên nó (trở một chiều) lại nhỏ. Hình 4.27.a là sơ đồ khuếch đại vi sai với nguồn dòng. Trị số của dòng $I_E = I_{C3}$ có thể thay đổi được nhờ thế điều khiển U_{B3} . Bằng sơ đồ này có thể có được G lên tới 60 đến 80 dB mà vẫn đảm bảo khuếch đại trong miền tuyến tính.

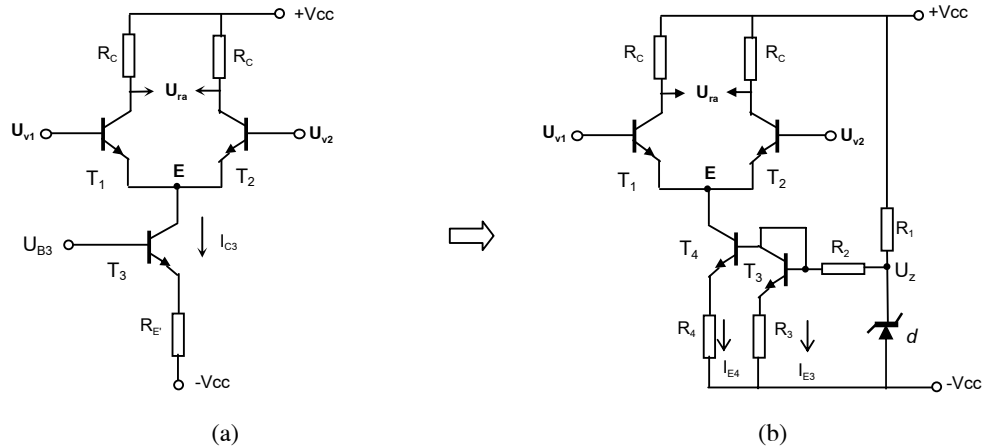
Trong thực tế còn nhiều sơ đồ dùng nguồn dòng phức tạp hơn, hình 4.27.b là một thí dụ trong đó thay cho T_3 là cụm linh kiện R_1, R_2, R_3, R_4 , diode ổn áp d và transistor T_3, T_4 tạo thành một nguồn dòng I_0 . Ta có:

$$U_{BE3} + I_{E3}R_3 = U_{BE4} + I_{E4}R_4$$

$$\text{Nếu chọn } T_3 \text{ và } T_4 \text{ giống nhau thì } U_{BE3} = U_{BE4}$$

$$\text{Nếu chọn } R_3 = R_4 \text{ thì } I_{E3} = I_{E4}$$

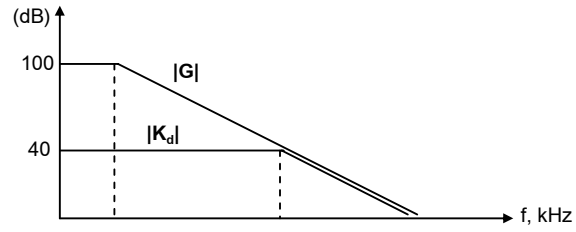
Dòng I_{E3} được tạo ra từ nguồn thế ổn áp U_Z và các trở R_2, R_3 cố định nên luôn có giá trị cố định. Do vậy I_{E4} cũng luôn cố định và $I_0 = I_{C4}$ luôn là dòng không đổi.



Hình 4.27. Sơ đồ khuếch đại vi sai với nguồn dòng.

Do có điện dung tiếp giáp B-C nên hệ số khuếch đại tín hiệu đồng pha sẽ tăng lên theo tần số do vậy làm giảm G . Đặc tính tần số điển hình của K_d và G cho như hình 4.28. Ta thấy giới hạn của G thấp hơn rất nhiều của K_d vì lúc đó điện trở phụ thuộc tần số là điện trở rất lớn của nguồn dòng còn điện trở collector R_C tương đối nhỏ.

Trong bộ khuếch đại vi sai cũng phân biệt trở kháng vào đồng pha $Z_{vg} \equiv \tilde{U}_g / \tilde{I}_v$ và trở kháng vào vi sai $Z_{vd} \equiv \tilde{U}_d / \tilde{I}_v$. Nếu vẽ sơ đồ tương đương sẽ thấy trong chế độ khuếch đại vi sai, nguồn tín hiệu mắc nối tiếp với các đầu vào của transistor nên trở kháng vào vi sai tăng lên gấp đôi so với trở kháng vào mạch emitter chung. Ngược lại, trở kháng vào trong chế độ khuếch đại đồng pha giảm đi hai lần.



Hình 4.28. Đặc tính tần số của K_d và G .

Điện trở ra của mạch trên một transistor cũng giống như trường hợp mạch emitter chung.

Ta xét thêm đặc tính truyền đạt $I_C = f(U_d)$ của bộ khuếch đại vi sai để đánh giá dải động của mạch. Trong trường hợp hệ số $e^{U_{BE}/U_T} \gg 1$ dòng collector của hai transistor phụ thuộc vào thế base như sau:

$$I_{C1} \approx I_{E1} = I_{bh1} e^{U_{BE1}/U_T}$$

$$I_{C2} \approx I_{E2} = I_{bh2} e^{U_{BE2}/U_T}$$

Trong đó I_{bh} là dòng bão hoà emitter, U_T là thế nhiệt cỡ 25,5 mV ở nhiệt độ phòng.

Nếu hai transistor có đặc tuyến tĩnh như nhau và ở cùng một nhiệt độ, ta có:

$$I_{bh1} = I_{bh2} \equiv I_{bh}$$

Dòng qua R_E không đổi và bằng tổng hai dòng: $I_E = I_{E1} + I_{E2}$

Thay vào biểu thức trên ta có: $I_E - I_{E1} = I_{E2} = I_{bh} e^{U_{BE2}/U_T}$

Thay vào biểu thức dòng collector ta có:

$$I_{C1} \approx I_{E1} = \frac{I_E}{1 + e^{-(U_{BE1} - U_{BE2})/U_T}}$$

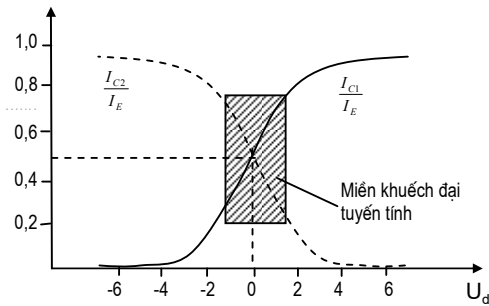
$$I_{C2} \approx I_{E2} = \frac{I_E}{1 + e^{(U_{BE1} - U_{BE2})/U_T}}$$

Hình 4.29 là đặc tính truyền đạt của hai transistor với hai đường đối xứng nhau. Ta thấy các đặc tính này có độ dốc lớn nhất khi $U_d = U_{BE1} - U_{BE2} = 0$ và bằng:

$$\left. \frac{dI_{C1}}{d(U_{BE1} - U_{BE2})} \right|_{U_d=0} = \frac{I_E}{4U_T} \quad (4.41)$$

Miền khuếch đại tuyến tính nằm trong khoảng $-U_T < U_d < +U_T$ tức là trong khoảng 50÷60 mV

Nhìn vào đây ta cũng thấy méo phi tuyến trong bộ khuếch đại vi sai nhỏ hơn so với mạch emitter chung nhiều vì có sự bù trừ đặc tuyến vào của hai transistor.



Hình 4.29. Đặc tính truyền đạt tĩnh của bộ khuếch đại vi sai.

Trong bộ khuếch đại vi sai cũng xảy ra hiện tượng trôi do các tác nhân như nhiệt độ, nguồn nuôi, các tham số của transistor không ổn định. Các trị số điện gây nên bởi các nguồn này tác động lên hai transistor về nguyên tắc là các điện áp đồng pha nên không ảnh hưởng đến tín hiệu ra. Nhưng trong thực tế vì mạch không hoàn toàn đối xứng nên vẫn sẽ có một điện áp vi sai trôi (điện áp lệch điểm không) $\Delta U_0 = \Delta U_{BE1} - \Delta U_{BE2}$. Với các transistor thông thường điện áp này cỡ một vài mV khi nhiệt độ thay đổi 1°C. Trong trường hợp này tính được điện áp lệch không đầu vào là:

$$\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2} \approx U_T \ln \frac{I_{C1} + I_{Ebh}}{I_{C2} + I_{Ebh}} = U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}}$$

Khi không có tín hiệu vào, trên các đầu vào hai transistor của bộ khuếch đại có dòng base. Hiệu các dòng một chiều này gọi là dòng lệch điểm không (dòng off-set). Dòng này chạy qua các điện trở vào cùng với sự không đối xứng tuyệt đối của mạch gây nên một điện áp lệch không ở đầu ra bộ khuếch đại vi sai. Thường người ta triệt điện áp ra này bằng thiết kế đặt một điện áp lệch không có dấu ngược lại rồi truyền vào một trong hai cửa vào của bộ khuếch đại. Việc chọn chính xác giá trị điện áp bù được thực hiện bằng việc tinh chỉnh giá trị của một biến trở đóng vai trò là một bộ phản áp.

Bộ khuếch đại vi sai có nhiều ưu điểm như độ tuyến tính cao, chế độ hoạt động ổn định khi nhiệt độ thay đổi, triệt tiêu tốt các tạp âm đồng pha và giảm được độ trôi. Do vậy nó được dùng nhiều trong các ứng dụng phép đo chính xác cho các đại lượng như nhiệt độ, độ ẩm, cường độ sáng, v.v... Những đại lượng này qua các sensor được biến đổi thành các tín hiệu điện. Độ lớn của tín hiệu đó thường nhỏ (cỡ mV thậm chí μV) và biến thiên rất chậm. Chúng được đưa tới các lối vào của bộ khuếch đại vi sai để khuếch đại lên một giá trị thế mong muốn. Bộ khuếch đại vi sai thường được thiết kế làm các tầng khuếch đại vào của bộ khuếch đại thuật toán như sẽ được trình bày ở sau. Tất nhiên bộ khuếch đại vi sai cũng được dùng tốt cho việc khuếch đại các tín hiệu biến thiên xoay chiều.

4.3.11. Mạch ghép giữa các tầng khuếch đại

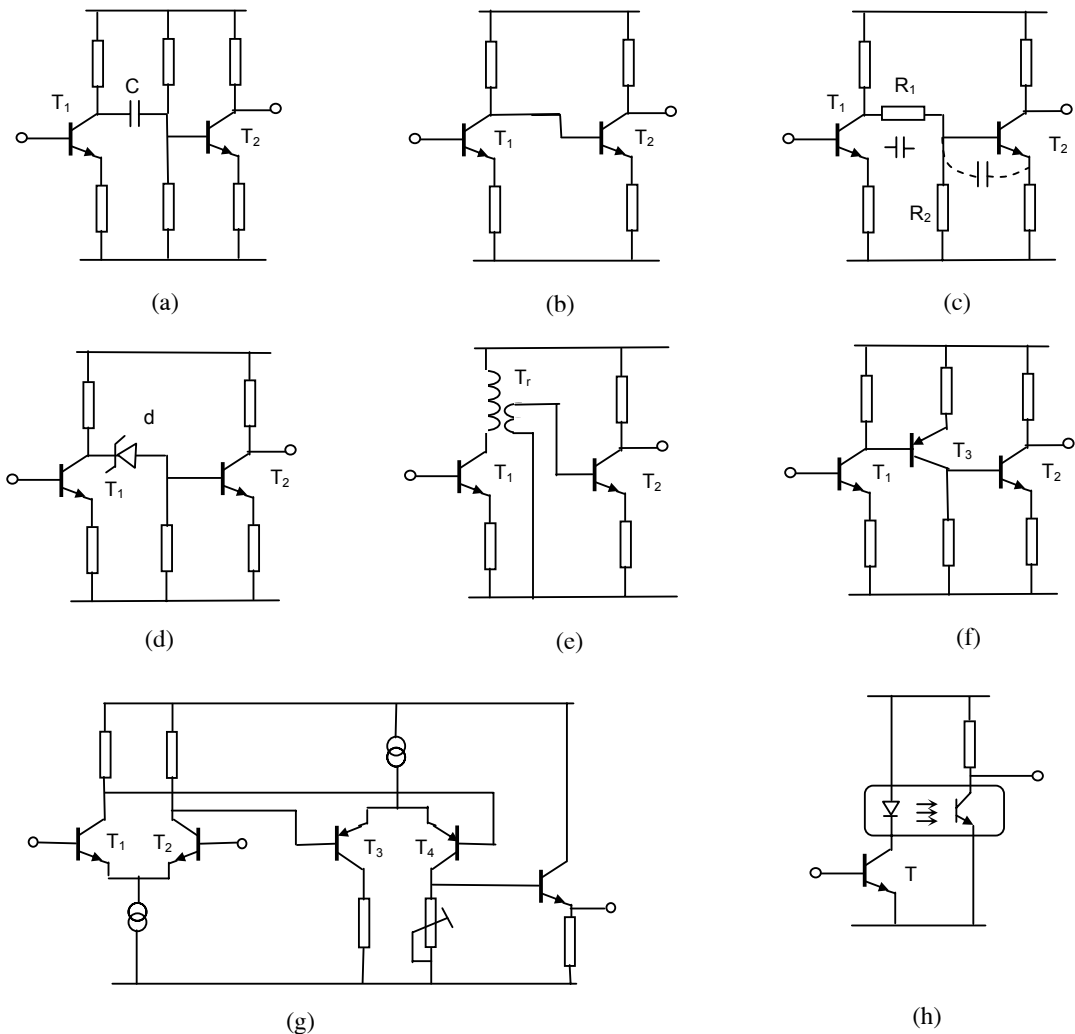
Trong thực tế cần phải ghép các tầng khuếch đại với nhau để đạt được một mục đích nào đó. Một số trường hợp cần phải tổ hợp hai hoặc một số transistor để được một bộ khuếch đại có hệ số khuếch đại dòng hoặc thế đủ lớn, có trở kháng vào thích hợp hay để tránh được hiện tượng "trôi". v.v... Nhìn chung, mạch ghép giữa các tầng có nhiệm vụ truyền đạt tín hiệu từ tầng này sang tầng tiếp sau sao cho tổn hao trên nó là nhỏ nhất. Thường có hai khả năng liên kết giữa hai tầng:

- Liên kết xoay chiều, trong đó các phần tử liên kết (như tụ điện hay biến thế) chỉ cho tín hiệu xoay chiều đi qua mà ngăn cản các thành phần một chiều hay tín hiệu biến đổi chậm. Liên kết loại này dùng trong các bộ khuếch đại xoay chiều và tránh được hiện tượng trôi.
- Liên kết một chiều, trong đó các tầng được nối trực tiếp với nhau qua các phần tử điện trở. Liên kết loại này dùng cho các bộ khuếch đại một chiều và phải chú ý đến tác động của hiện tượng trôi.

Hình 4.30 liệt kê một số mạch ghép tầng điển hình.

Ghép điện dung (hình 4.30.a) được dùng rộng rãi trong các mạch khuếch đại tín hiệu xoay chiều (như khuếch đại âm tần). Tụ điện nối tầng C có điện dung đủ lớn để ngắn mạch giữa đầu ra

tầng trước với đầu vào tầng sau. Thế collector tầng trước và thế thiên áp base tầng sau có thể được chọn độc lập với nhau vì được phân cách một chiều của tụ nối tầng. Nhược điểm cơ bản của kiểu ghép tầng này là đáp ứng tần số bị suy giảm ở phía tần số thấp và gây ra dịch pha ảnh hưởng đến tính ổn định của bộ khuếch đại.



Hình 4.30. Một số mạch ghép tầng điển hình.

Ghép trực tiếp như hình 4.30.b là cách ghép đơn giản nhất. Về mặt lý tưởng mạch ghép này không phụ thuộc vào tần số tín hiệu. Việc tính toán phối hợp giữa các mức điện áp một chiều lối ra tầng trước với lối vào tầng sau sao cho đảm bảo chế độ khuếch đại là việc cần chú ý.

Ghép điện trở như hình 4.30.c tạo được một mức dịch điện áp giữa hai tầng nhưng cũng gây ra tổn hao trên các điện trở R_1 , R_2 . Trong thực tế, điện dung vào tầng sau cũng tham gia vào mạch ghép tạo nên một mạch RC lối ra trên C làm cho mạch ghép phụ thuộc vào tần số. Do đó để truyền tốt các tín hiệu ở tần số cao, thường mắc song song với R_1 thêm một tụ điện. Ghép bằng diode Zener d như hình 4.28.d thay cho điện trở R_1 trong hình 4.30.c. Loại ghép này vẫn tạo được một mức dịch

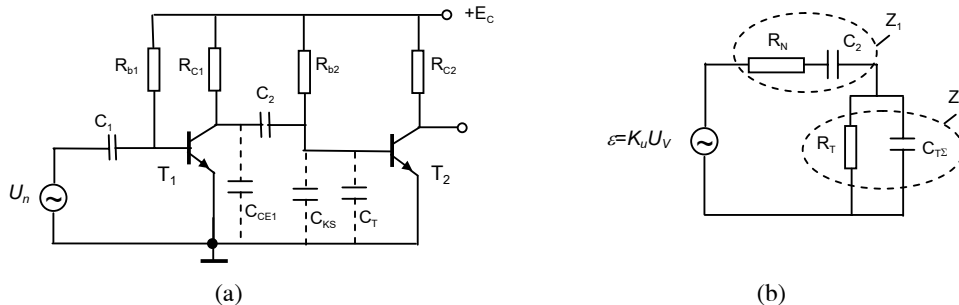
điện áp giữa hai tầng nhưng sụt áp trên diode lại không đáng kể vì điện trở vi phân của diode Zener nhỏ.

Ghép bằng biến áp Tr như hình 4.30.e cho phép cách ly được về điện giữa đầu ra tầng trước và đầu vào tầng sau và cũng dễ phối hợp trở kháng giữa hai tầng. Tuy vậy, mạch này có dải tần làm việc hẹp, có kích thước và trọng lượng lớn (nhất là với tín hiệu âm tần), không cho tín hiệu một chiều qua được nên ít được dùng. Ghép bằng transistor như hình 4.30.f trong đó cho phép có thể dịch mức điện áp trong dải rộng với cực tính tùy ý mà còn được tăng thêm về hệ số khuếch đại. Sự đòi hỏi phối hợp các mức sai khác về điện áp giữa collector tầng trước và base tầng sau được thực hiện bởi transistor T_3 . Sơ đồ hình 4.30.g là sự vận dụng cách ghép này khi sự dịch mức điện áp về phía dương do bộ khuếch đại vi sai T_1, T_2 gây ra sẽ được bù lại nhờ bộ khuếch đại vi sai bù T_3, T_4 và sụt áp trên mạch lặp lại emitter T_5 .

Ghép bằng các linh kiện quang-điện như hình 4.30.h có tính chất cách ly điện như ghép biến áp. Cường độ sáng từ diode phát quang tỷ lệ với tín hiệu tầng trước sẽ gây ra các tín hiệu điện tác động lên tầng sau ở lối ra phần tử transistor nhạy quang. Mạch ghép kiểu này có thể làm việc trong dải tần rất rộng từ một chiều đến vài GHz. Đặc biệt điện trở cách điện giữa 2 tầng có thể đạt rất cao, cho phép cách điện với hiệu thế tới vài kV.

4.3.12. Đáp ứng tần số của bộ khuếch đại điện trở

Các bộ khuếch đại có trở gánh là điện trở như kể trên rất thông dụng. Ta sẽ khảo sát đáp ứng tần số hay dải tần làm việc của một bộ khuếch đại điện trở lắp trên transistor T_1 có ghép với tầng sau T_2 qua điện dung C_2 như hình 4.31.a. Trong sơ đồ này, mạch điện của transistor T_2 là tải của tầng khuếch đại T_1 . Trong thực tế, cần phải chú ý đến điện dung giữa các lớp tiếp giáp p-n ở lối ra transistor T_1 . Cũng vậy, ngoài các phần tử tích cực ra, mạch tải T_2 còn chứa đựng cả các phần tử như điện dung ký sinh, điện dung lắp ráp, v.v... cần phải tính đến khi khảo sát dải tần làm việc của bộ khuếch đại T_1 .



Hình 4.31. Mạch ghép nối 2 tầng khuếch đại điện trở (a) và sơ đồ tương đương (b).

Như vậy, trong sơ đồ có các phần tử điện dung và điện trở như sau:

- C_{CE} là điện dung giữa các lớp collector-emitter của transistor;
- C_{KS} là điện dung do việc lắp ráp các linh kiện và dây đi mạch gây ra;
- C_T là điện dung của tải tầng 1, chính là điện dung lối vào tầng 2;
- R_T là điện trở tải tầng 1, chính là điện trở vào tầng 2.

Ta có thể vẽ gọn một sơ đồ tương đương như hình 4.29.b trong đó $C_{T\Sigma} = C_{CE} + C_T + C_{KS}$ và R_N là điện trở nội của nguồn suất điện động $\varepsilon = K_u U_V$ bao gồm transistor T_I và nguồn tín hiệu vào, với $K_u = -\beta R_{C1} / r_{BE1}$. Gọi trở kháng của các cụm R_N , C_2 và R_T , $C_{T\Sigma}$ tương ứng là Z_1 và Z_2 , ta có:

$$\dot{U}_{ra} = \dot{K}_u \dot{U}_V = \dot{K}_u \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

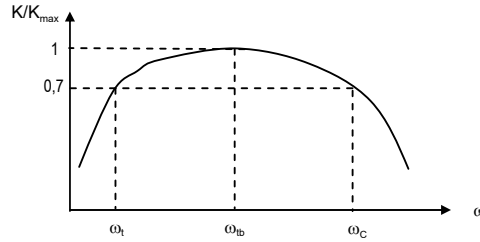
Hệ số khuếch đại:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{ra}}{\dot{U}_V} = \dot{K}_u \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \dot{K}_u \frac{1}{1 + j \left(\omega R_N C_{T\Sigma} - \frac{1}{\omega R_T C_2} \right)} \equiv \frac{\dot{K}_u}{1 + j \left(\omega \tau_1 - \frac{1}{\omega \tau_2} \right)}$$

với $\tau_1 \equiv R_N C_{T\Sigma}$ và $\tau_2 \equiv R_T C_2$

$$\left| \dot{K} \right| = \frac{\left| \dot{K}_u \right|}{\sqrt{1 + \left(\omega \tau_1 - \frac{1}{\omega \tau_2} \right)^2}} \quad (4.42)$$

Ta có đường đáp ứng tần số của bộ khuếch đại như hình 4.32.



Hình 4.32. Đáp ứng tần số của bộ khuếch đại điện trở.

Tại $\omega = \frac{1}{\sqrt{C_2 C_{T\Sigma} R_N R_T}} \equiv \omega_{tb}$ gọi là tần số giả cộng hưởng ta có $\left| \dot{K} \right| = \left| \dot{K}_u \right| = K_{max}$

Cho $\left| \dot{K} \right| = \frac{\left| \dot{K}_u \right|}{\sqrt{2}} \rightarrow \sqrt{1 + \left(\omega \tau_1 - \frac{1}{\omega \tau_2} \right)^2} = \sqrt{2}$ ta tìm được hai tần số giới hạn dưới ω_l và

giới hạn trên ω_c của mạch:

$$\text{Với các tần số thấp, bỏ qua } \omega \tau_1 \text{ ta có: } \frac{1}{\omega_l \tau_2} = 1 \rightarrow \omega_l = \frac{1}{\tau_2} \quad (4.43)$$

$$\text{Với các tần số cao, bỏ qua thành phần } \frac{1}{\omega \tau_2} \text{ ta có: } \omega_c \tau_1 = 1 \rightarrow \omega_c = \frac{1}{\tau_1} \quad (4.44)$$

Ta thấy rằng hệ số khuếch đại bị suy giảm ở phía tần số thấp là do giá trị điện dung C_2 . Giá trị này càng lớn thì tần số cắt càng được thấp. Về phía tần số cao, hệ số khuếch đại bị suy giảm là do

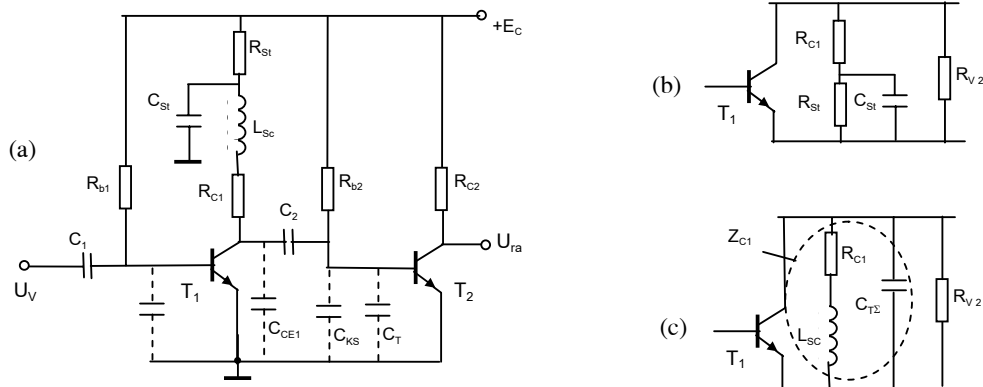
điện dung tổng ở lối ra bộ khuếch đại, các giá trị này càng nhỏ thì tần số cắt càng được cao. Với những bộ khuếch đại dùng transistor lưỡng cực ở tần số rất cao thì nguyên nhân suy giảm hệ số khuếch đại còn là do hệ số khuếch đại K_u của transistor gây nên. Trong miền tần số cao, do bản chất vật lý của các transistor, dòng khuếch tán của các phân tử tải điện không theo kịp sự biến đổi của điện trường mà dòng tín hiệu tần số cao sinh ra nên làm giảm hệ số khuếch đại dòng điện β .

4.3.13. Một số mạch khuếch đại dùng transistor

• Khuếch đại dải rộng

Với các bộ khuếch đại âm tần, một dải hoạt động từ vài chục Hz đến vài chục ki-lô Hz là đủ. Trong khi đó nhiều bộ khuếch đại lại cần làm việc trong một dải tần số rộng hơn, thí dụ bộ khuếch đại thị tần trong máy thu hình cần một dải tần làm việc rộng từ 0 Hz đến 6,5 MHz. Thường các bộ khuếch đại âm tần sử dụng các mạch ghép tầng bằng tụ điện như vừa trình bày ở trên. Chính các tụ ghép tầng này gây nên việc suy giảm hệ số khuếch đại ở miền tần số thấp và các điện dung ký sinh trong các lớp tiếp giáp p-n tại transistor và điện dung lắp ráp cũng như điện dung tải gây nên việc suy giảm hệ số khuếch đại ở miền tần số cao. Vì vậy việc thiết kế các bộ khuếch đại có dải truyền rộng hơn là cần thiết.

Một cách tự nhiên muốn mở rộng dải truyền của bộ khuếch đại thì phải tăng điện dung C_2 và giảm các điện dung ký sinh. Tuy nhiên cách này chỉ cho phép mở rộng dải truyền trong phạm vi rất hạn chế. Để mở rộng dải truyền hơn phải dùng các mạch sửa. Hình 4.33 là một sơ đồ bộ khuếch đại với mạch sửa phía tần số thấp và cao.



Hình 4.33. Sơ đồ khuếch đại dải rộng (a), sơ đồ tương đương của trở gánh lối ra của T_1 ở tần số thấp (b) và ở tần số cao (c).

Trong sơ đồ này, các linh kiện R_{b1} , R_{b2} , R_{C1} , C_1 , C_2 là thuộc mạch khuếch đại chưa sửa. Các linh kiện R_{ST} , C_{ST} là mạch sửa phía tần số thấp. Các linh kiện L_{SC1} , L_{SC2} là các linh kiện thuộc mạch sửa tần số cao.

Nhắc lại rằng hệ số khuếch đại của mạch khi không có sửa là tỷ lệ với trở gánh và bằng:

$$K_u = \frac{-\beta R_{C1}}{r_{BE}}.$$

Xét tác dụng của mạch sửa tần số thấp R_{st} , C_{st} . Ở vùng tần số trung bình trở xuống, trở kháng của cuộn cảm L_{sc} là rất nhỏ và được coi như bằng 0.

Chọn giá trị của R_{st} và C_{st} sao cho từ tần số $\omega > \omega_t$ thỏa mãn điều kiện: $R_{st} \gg \frac{1}{\omega C_{st}}$

Lúc đó, với các tần số $\omega > \omega_t$ dung kháng của tụ C_{st} nhỏ làm ngắn mạch R_{st} xuống đất, mạch sửa không có tác dụng vì trở gánh thực sự của mạch vẫn là R_{cl} . Bộ khuếch đại có hệ số khuếch đại như khi chưa sửa, như không có mặt R_{st} . Nhưng với các tần số $\omega < \omega_t$ thì khác, giá trị dung kháng của tụ C_{st} sẽ càng trở nên đáng kể và bằng vô cùng khi tần số giảm xuống 0. Lúc này trở gánh của tầng khuếch đại T_1 phải được coi là R_{cl} mắc nối tiếp với trở kháng của cụm gồm điện trở R_{st} được mắc nối tiếp với điện trở gánh R_{cl} và tụ C_{st} mắc song song với R_{st} (hình 4.33.b). Trở gánh thực sự được tăng thêm một lượng bằng $R_{st} // (1/j\omega C_{st})$. Tại tần số 0, trở này cực đại và bằng $R_{cl} + R_{st}$. Do vậy, hệ số khuếch đại của tầng T_1 sẽ được tăng lên về phía tần số thấp hơn ω_t .

Xét tác dụng của mạch sửa tần số cao. Do dung kháng tại dải tần số này của các tụ rất nhỏ nên có thể bỏ qua ảnh hưởng của R_{st} , C_{st} và C_2 trong sơ đồ tương đương khuếch đại xoay chiều. Giá trị của cuộn cảm L_{sc} được chọn sao cho ở vùng tần số trung bình trở xuống, cảm kháng của nó nhỏ không đáng kể và coi như bằng 0. Nhưng ở vùng tần số $\omega > \omega_c$, cuộn cảm này cùng trở gánh R_{cl} và điện dung tổng $C_{T\Sigma}$ tạo thành một khung cộng hưởng với tổng trở Z_{cl} giữ vai trò trở gánh cho transistor T_1 (hình 4.33.c).

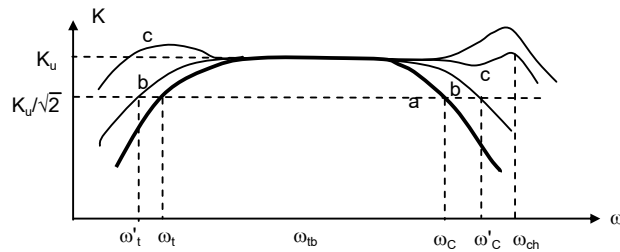
Trong công thức tính hệ số khuếch đại kể trên phải thay R_{cl} bằng giá trị của Z_{cl} :

$$Z_{cl} = \frac{R_{cl} + j\omega L_{sc}}{R_{cl} + j\left(\omega L_{sc} - \frac{1}{\omega C_{T\Sigma}}\right)} \times \frac{1}{j\omega C_{T\Sigma}} \quad (4.45)$$

Khung có trở kháng cực đại tại tần số $\omega_{ch} = \frac{1}{\sqrt{L_{sc} C_{T\Sigma}}}$ và do tỷ lệ với trở kháng gánh nên hệ

số khuếch đại của mạch cũng đạt cực đại tại tần số đó. Đáp ứng tần số khi chưa sửa (đường a) và có sửa (các đường b, c) của mạch khuếch đại dải rộng có dạng như trên hình 4.34. Khi chọn các thông số mạch sửa đúng đắn như trường hợp đường đặc tuyến (b), dải truyền của bộ khuếch đại được mở rộng từ $(\omega_c - \omega_t)$ đến $(\omega'_c - \omega'_t)$ và không xuất hiện những vùng có dạng hệ số khuếch đại quá cao (dạng bướu) như ở đặc tuyến (c).

Nhận thấy rằng ở phía dải tần thấp không thể giảm ω_t xuống quá một giới hạn nào đó được vì đáp ứng sẽ xuất hiện dạng bướu, và lại do tụ C_2 nên về nguyên tắc không thể giảm ω_t xuống tới 0Hz. Thường chọn hằng số thời gian của mạch



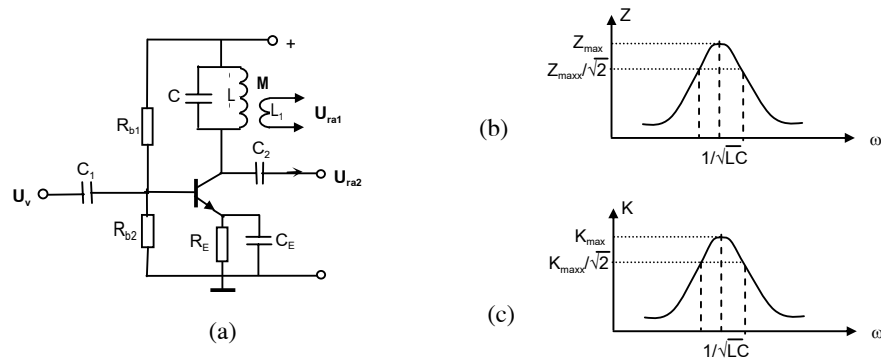
Hình 4.34. Đáp ứng tần số của bộ khuếch đại dải rộng.

sửa tần thấp căn cứ vào ω_i mong muốn ($\tau_T = R_{ST}C_{ST} = T_i = 2\pi/\omega_i$). Sau đó chọn $R_{ST} \leq 1,6 R_{CI}$ thì đường đáp ứng sẽ không xuất hiện bướu. Trong vùng tần số cao cũng do có thể xuất hiện bướu nên việc chọn giá trị thích hợp cho hệ số phẩm chất $Q = \frac{I}{R_{CI}} \sqrt{\frac{L_{SC}}{C_{T\Sigma}}}$ là quan trọng. Nếu $Q = 0,4$ thì hầu như không có bướu còn với các Q từ 0,5 trở lên đường bướu xuất hiện rõ.

• Khuếch đại cao tần chọn lọc

Trong thông tin vô tuyến điện, sóng cao tần có tần số cỡ hàng trăm kHz trở lên. Các mạch khuếch đại hoạt động ở dải tần số này gọi là khuếch đại cao tần. Thông tin trong dải sóng này thường được thiết lập trong một vùng tần số hẹp xung quanh một tần số nào đó gọi là sóng mang. Đó là các kênh thông tin do các đài phát sóng phát đi. Do đó một yêu cầu thực tế là cần có các bộ khuếch đại tín hiệu thu chỉ khuếch đại chọn lọc tín hiệu có tần số sóng mang và các tín hiệu lân cận, còn thì loại bỏ các tín hiệu có tần số xa tần số sóng mang. Đó là các bộ khuếch đại chọn lọc. Các bộ khuếch đại chọn lọc cao tần thường dùng khung cộng hưởng làm trở gánh nên cũng còn được gọi là bộ khuếch đại cộng hưởng.

Sơ đồ tăng khuếch đại cộng hưởng về cơ bản cũng giống như khuếch đại điện trở, chỉ có thay trở gánh R_C bằng một khung cộng hưởng LC có mạch ghép điện cảm M lấy thế lối ra U_{ra1} như trên hình 4.35.a hay cũng có thể trích thế lối ra U_{ra2} qua tụ C_2 trên hình.



Hình 4.35. Bộ khuếch đại cộng hưởng

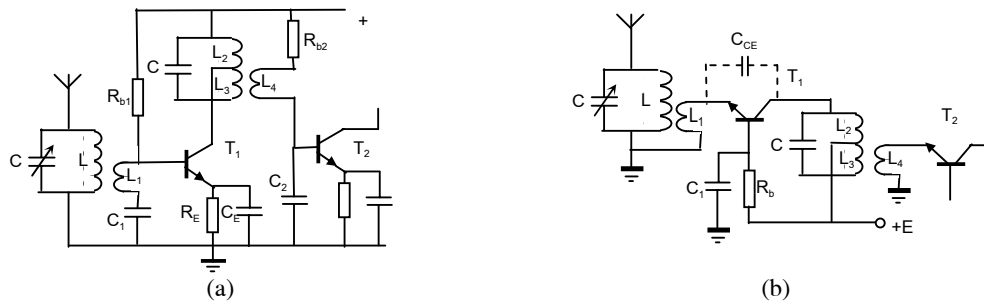
Tụ C_E được chọn đủ lớn sao cho ở tần số hoạt động có $\frac{I}{\omega_i C_E} \ll R_E$, ta sẽ có hệ số khuếch đại của mạch là: $K^* = \frac{-\beta Z_C}{r_{BE}}$ với Z_C là tổng trở của khung cộng hưởng LC .

$$\left| \dot{Z}_C \right| = \frac{\rho^2}{\sqrt{R + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)}} \quad \text{với } R \ll \omega L \quad (4.46)$$

R là trở tổn hao của khung, $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ là trở kháng sóng.

Như đã trình bày trong các chương trước, đặc trưng trở kháng - tần số của khung có dạng đường cong cộng hưởng như hình 4.35.b và do vậy đáp ứng tần số $K = f(\omega)$ của mạch cũng có dạng cộng hưởng như vậy trên hình 4.35.c.

Hình 4.36.a là một sơ đồ khuếch đại chọn lọc ở tầng khuếch đại sóng ngắn thu được từ anten máy thu thanh. Transistor dùng ở đây phải là loại cao tần có tạp âm nội nhỏ và tần số giới hạn cỡ hàng trăm MHz trở lên. Các trở R_{b1} , R_{b2} định điểm làm việc cho các transistor. Các tụ C_1 , C_2 dùng để cách ly dòng một chiều và đoạn mạch về dòng xoay chiều cao tần. Chúng có trị số đủ lớn (hàng trăm đến ngàn pF), do vậy không ảnh hưởng đến tính chất cộng hưởng của các khung dao động. Tín hiệu từ khung cộng hưởng anten LC chỉ được trích đưa một phần vào cực base của transistor T_1 qua liên kết hồ cảm (biến thế) với cuộn ghép L_1 ít vòng hơn L . Việc ghép như vậy nhằm phối hợp trở kháng giữa khung và lối vào transistor (cỡ 1 k Ω) và tránh ảnh hưởng đến độ phẩm chất của khung. Khung cộng hưởng ở mạch gánh transistor T_1 là khung C và ($L_2 + L_3 = L$). Vì trở kháng ra của T_1 lớn trong khi trở kháng vào tầng sau T_2 nhỏ nên sơ đồ cũng dùng mạch ghép là cuộn cảm biến thế L_4 có tác dụng như ở khung anten lối vào. Để tránh dòng một chiều chảy qua cuộn cảm của khung có lõi Fe-rit ảnh hưởng đến từ thông của nó, collector T_1 được ghép biến thế tự ngẫu với khung bằng cách nối nó với điểm giữa L_2 ít vòng hơn cuộn L_3 . Như vậy dòng một chiều nuôi transistor chỉ chảy qua L_2 là một phần của cuộn cảm khung và sơ đồ hoạt động ổn định hơn.



Hình 4.36. Một số sơ đồ khuếch đại chọn lọc dùng transistor.

Như trên đã nói, các sơ đồ base chung cũng rất hay được dùng cho các tầng khuếch đại cao tần. Hình 4.36.b là một sơ đồ thí dụ. Trong sơ đồ này tụ C_1 có điện dung lớn (cỡ hàng ngàn pF) nên coi như base được ngắn mạch với đất đối với sóng cao tần. Điều này cho phép đưa toàn bộ tín hiệu cao tần từ cuộn L_1 vào lối vào base-emitter của transistor T_1 . Điện dung lối ra C_{CB} được ghép song song với điện dung C trong khung cộng hưởng tại collector. Điện dung lối vào của mạch gồm C_{ks} và C_{BE} . Do tín hiệu ra trên collector đồng pha với với tín hiệu vào trên emitter nên điện dung C_{CE} có tác dụng phản hồi dương về thế. Tần số càng cao, phản hồi dương càng lớn và hệ số khuếch đại càng tăng. Điều này làm tăng giới hạn tần số của bộ khuếch đại. Ngoài ra, thế vào cũng được truyền trực tiếp từ emitter đến collector qua C_{CE} . Các tác dụng này làm giảm điện dung lối vào của T_1 do vậy tầng khuếch đại base chung hay được dùng ở cao tần, tuy nhiên nó có nhược điểm là trở vào nhỏ, dòng vào lớn nên chỉ thích hợp với các tín hiệu có công suất tương đối lớn. Nói cách khác độ nhạy của máy thu không cao.

- **Khuếch đại công suất**

Tăng khuếch đại công suất có nhiệm vụ truyền công suất ra đủ lớn trên tải, có khi tới hàng trăm W. Khi khuếch đại các tín hiệu lớn như vậy các transistor không còn làm việc trong miền tuyến tính nữa, do đó không thể dùng phương pháp sơ đồ tương đương với tín hiệu bé mà phải dùng phương pháp xét toàn bộ đồ thị các đặc trưng của transistor.

Ngoài trở kháng vào cần phải lớn, trở kháng ra cần nhỏ để có khả năng truyền đạt công suất ra tải lớn (phối hợp trở kháng), hai thông số của bộ khuếch đại công suất cần được chú ý là:

Hệ số khuếch đại công suất $K_P = \frac{P_{ra}}{P_V}$ là tỉ số giữa công suất ra trên công suất vào. Có thể

dùng sơ đồ emitter chung để vừa có khuếch đại cao về cả dòng và thế nhưng cũng có thể dùng sơ đồ base chung chỉ cho hệ số khuếch đại dòng lớn còn khuếch đại thế nhỏ hơn 1 vì trở tải nhỏ.

Hiệu suất $\eta \equiv \frac{P_{ra}}{P_0}$ là tỉ số giữa công suất ra trên công suất nguồn một chiều cung cấp cho

mạch. Điều này đòi hỏi phải chú ý tới điều kiện phối hợp trở kháng giữa tầng khuếch đại và tải. Ngoài ra phải đảm bảo công suất tổn hao trên transistor nhỏ hơn công suất tiêu tán cho phép. Vấn đề nữa là cần chọn chế độ hoạt động thích hợp để có công suất lớn, hiệu suất lớn mà không bị méo tín hiệu.

Có một số chế độ hoạt động trong tầng công suất dùng transistor. Hình 4.39 minh họa các chế độ hoạt động này.

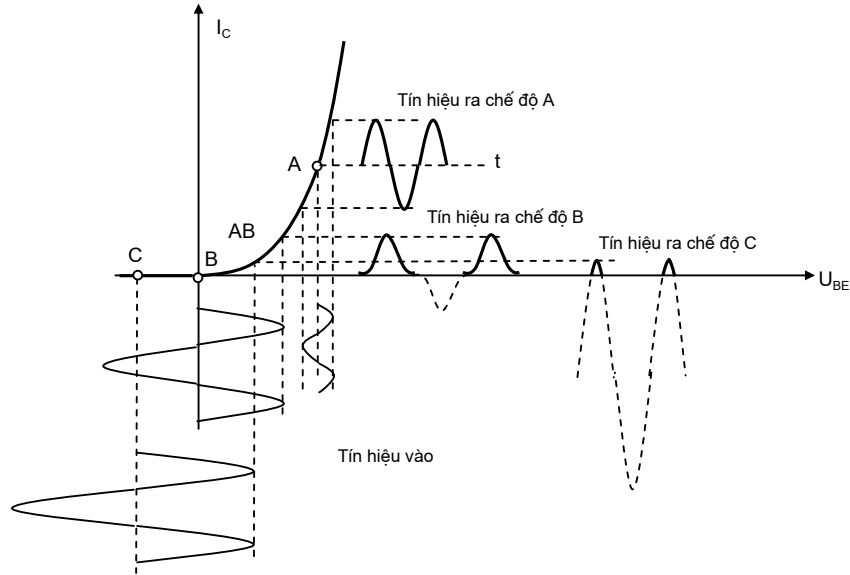
Chế độ A là chế độ có điểm làm việc được chọn nằm ở giữa phần tuyến tính của đặc trưng $I_C = f(U_{BE})$ nên tín hiệu khuếch đại không bị méo. Nhưng vì điểm làm việc nằm ở giữa đoạn tuyến tính nên chỉ tận dụng được 1/2 dải rộng của đoạn. Nhược điểm nữa là vì dòng tĩnh collector I_{C0} luôn lớn hơn biên độ dòng tín hiệu ra, khi không có tín hiệu ($\tilde{U}_{BE} = 0$) dòng tĩnh vẫn lớn khác 0, nên hiệu suất thấp (< 50%).

Chế độ B có điểm làm việc được xác định tại $U_{BE} = 0$. Do đó chỉ nửa chu kỳ dương (hoặc âm) của tín hiệu vào được khuếch đại. Ưu điểm của chế độ này là dòng tĩnh bằng 0 nên hiệu suất cao và tận dụng được tối đa cả đoạn tuyến tính của đặc trưng. Tuy nhiên do chỉ khuếch đại được nửa chu kỳ nên phải dùng sơ đồ đẩy kéo cho phép hai transistor hoạt động luân phiên, mỗi transistor khuếch đại trong một nửa chu kỳ tín hiệu.

Nếu chọn điểm hoạt động nằm ở đoạn phi tuyến của đặc trưng trên điểm không ta có **chế độ AB**. Trong chế độ này khi tín hiệu bằng 0 vẫn có dòng I_{C0} nhưng rất nhỏ, do vậy khi tín hiệu vào nhỏ, bộ khuếch đại vẫn có thể hoạt động tuyến tính được. Còn khi tín hiệu vào lớn nó hoạt động như ở chế độ B. Chế độ này cho hiệu suất cao hơn chế độ A (đến 70%).

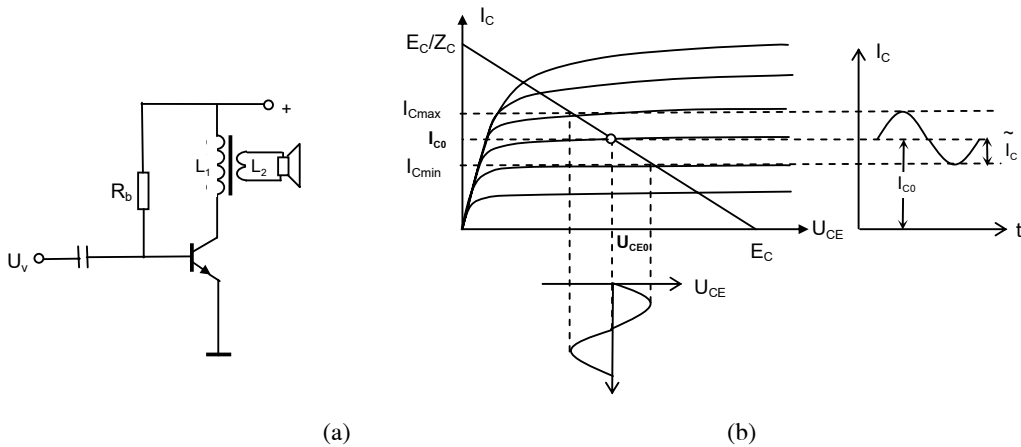
Chế độ C là chế độ cho dòng collector chỉ xuất hiện trong một phần của nửa chu kỳ tín hiệu. Điểm hoạt động được chọn là điểm C sau điểm 0. Thế phân cực $U_{BE} < 0$. Chế độ này thường được dùng trong các bộ khuếch đại cao tần có tải cộng hưởng để có thể lọc ra được các hài bậc một.

- **Sơ đồ khuếch đại công suất đơn.** Các sơ đồ khuếch đại công suất đơn thường được thiết kế theo cách mắc emitter chung hoặc lặp lại emitter để đảm bảo có hệ số khuếch đại dòng điện lớn và méo phi tuyến nhỏ. Thường sử dụng chế độ A với điểm làm việc nằm ở giữa đường đặc trưng tĩnh.



Hình 4.37. Các chế độ hoạt động của transistor trong tầng công suất.

+ **Sơ đồ khuếch đại công suất emitter chung.** Tải của tầng khuếch đại công suất thường được mắc trực tiếp vào collector của transistor công suất. Thường hay sử dụng mạch ghép qua biến áp để cho có hiệu suất cao như hình 4.38.a. Thường tầng khuếch đại sử dụng chế độ A.



Hình 4.38. Sơ đồ khuếch đại công suất đơn ghép biến áp.

Từ họ đặc trưng tĩnh và đường tải (hình 4.38.b) xác định được dòng I_{BQ} và tính được trở định thiên R_b . Công suất ra cực đại của tín hiệu hình sin được xác định theo biểu thức:

$$P_{r\max} = \frac{1}{2} \hat{I}_{c\max} \hat{U}_{c\max}$$

$\hat{I}_{C\max}$ và $\hat{U}_{C\max}$ là biên độ cực đại của dòng và thế trên collector.

Công suất nguồn cung cấp cho mạch là:
$$P_0 = \frac{1}{T} \int_0^T E_C \left(I_{C0} + \hat{I}_C \sin \omega t \right) dt = E_C I_{C0} \quad (4.47)$$

Để tận dụng tối đa công suất ra thì phải đảm bảo: $\hat{U}_{C\max} \approx E_C$ và $\hat{I}_{C\max} \approx I_{C0}$

Do vậy hiệu suất tối đa mà sơ đồ có thể đạt được là:

$$\eta_{\max} = \frac{P_{r\max}}{P_0} = 50\% \quad (4.48)$$

Khi chọn \hat{U}_C bằng một nửa E_{cc} ta được công suất tiêu tán trên transistor nhỏ hơn công suất tiêu tán cực đại cho phép:

$$P_C = I_C U_{CE} \leq P_{C\max}$$

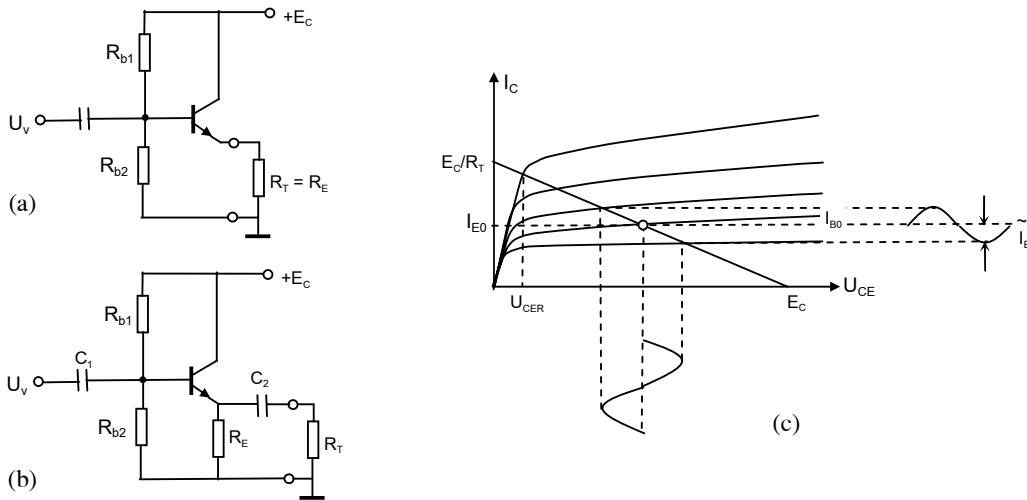
Từ giá trị nguồn nuôi và công suất tiêu tán cực đại cho phép này ta tìm được tải động tối ưu của mạch:

$$R_{Top} = \frac{E_C^2}{P_{C\max}} \quad (4.49)$$

Ta biết rằng trở tải R_T được chuyển sang mạch collector thành trở tương đương $R'_T = n^2 R_T$. Trong đó n là tỉ số biến thế. Vậy từ công thức này có thể tính được tỉ số biến thế n .

Do có ưu điểm độ tuyến tính cao nhưng hiệu suất nhỏ nên khuếch đại kiểu này thường được sử dụng trong các bộ công suất nhỏ.

+ Sơ đồ khuếch đại công suất lặp lại emitter. Sơ đồ lặp lại emitter đặc biệt thích hợp với tầng khuếch đại công suất. Phần nữa nó cũng thích hợp vì phối hợp được trở kháng của nguồn tín hiệu với các trở tải nhỏ mà không cần qua biến thế. Hình 4.39.a là sơ đồ của mạch.



Hình 4.39. Khuếch đại công suất dùng sơ đồ lặp lại emitter.

Để có tín hiệu ra lớn chọn chế độ hoạt động A. Trên đường đặc trưng hình 4.39.c ta có:

$$U_{CE0} = U_{CER} + \frac{E_C - U_{CER}}{2} = \frac{E_C + U_{CER}}{2}$$

$$I_{E0} \approx \frac{E_C}{2R_T}$$

Biên độ điện áp và dòng điện ra cực đại là:

$$\hat{U}_{rmax} = \hat{U}_{Emax} = \frac{E_C - U_{CER}}{2} \quad \hat{I}_{rmax} = I_{E0}$$

Khi điện trở tải tối ưu bằng: $R_{Top} = \frac{E_{cc} - U_{CER}}{2I_{E0}}$ ta được công suất ra lớn nhất:

$$P_{rmax} = \frac{\hat{U}_E \hat{I}_E}{2} = \frac{\hat{U}_E^2}{2R_{Top}} = \frac{(E_C - U_{CER})^2}{8R_{Top}} \quad (4.50)$$

Khi coi $I_c \approx I_E$ ta tính được công suất nguồn một chiều cấp cho mạch:

$$P_0 = E_C I_{C0} \quad (4.51)$$

Vậy hiệu suất cực đại của mạch là:

$$\eta_{max} = \frac{P_{rmax}}{P_0} 100\% = \frac{(E_C - U_{CER})^2}{8R_{Top} E_C I_{E0}} 100\% = \frac{1}{4} \frac{E_C - U_{CER}}{E_C} 100\% \approx 25\% \quad (4.52)$$

Cũng tính được công suất tổn hao trên transistor:

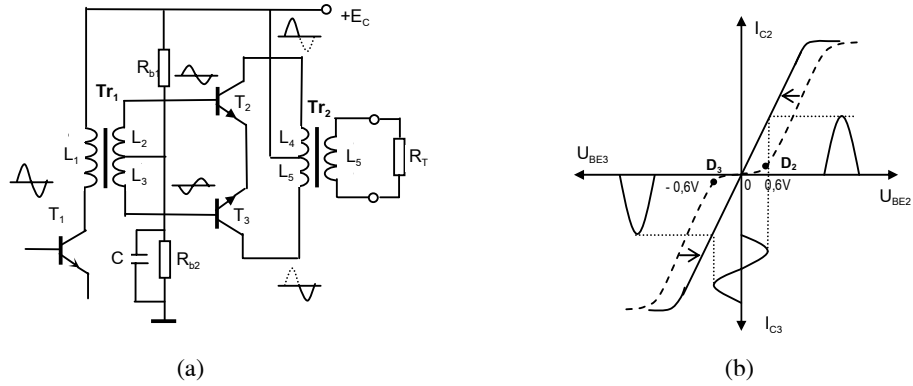
$$P_C = P_0 - P_{ra} = P_0 - \frac{1}{T} \int R_T \left(I_{E0} + \hat{I}_C \sin \omega t \right) dt \approx P_0 - R_T \left(I_{E0}^2 + \frac{\hat{I}_C^2}{2} \right) \quad (4.53)$$

Trong trường hợp không muốn dòng điện một chiều chảy qua tải phải dùng sơ đồ lặp lại emitter ghép điện dung với tải như sơ đồ hình 4.39.b. Tuy nhiên tính toán cho thấy khi chạy trong chế độ A, sơ đồ này có hiệu suất rất thấp (< 10%) nên ít được dùng.

- **Các sơ đồ đẩy kéo.** Các sơ đồ khuếch đại công suất kiểu đẩy kéo thường hoạt động trong các chế độ B hoặc AB cho phép tăng được công suất, hiệu suất và giảm méo phi tuyến. Một tầng đẩy kéo thông thường gồm 2 transistor được mắc chung với một tải. Mỗi transistor được hoạt động trong một nửa chu kỳ dương hoặc âm của tín hiệu. Có thể phân biệt 2 loại sơ đồ đẩy kéo. Loại sơ đồ đẩy kéo song song, trong đó nguồn cung cấp cho các transistor được mắc song song với nhau; loại này thường dùng tải là biến thế có 2 nửa bên sơ cấp để hoà tác động vào 1 cuộn lõi ra bên thứ cấp.

Loại sơ đồ đẩy kéo nối tiếp, trong đó nguồn cung cấp điện cho các transistor được mắc nối tiếp với nhau; loại này có đầu nối lối ra nằm ở giữa 2 transistor.

+ **Sơ đồ đẩy kéo song song.** Hình 4.40.a là sơ đồ tăng công suất đẩy kéo song song dùng biến áp vào và biến áp ra.



Hình 4.40. Sơ đồ khuếch đại đẩy kéo song song.

Sơ đồ gồm 2 tầng khuếch đại. Tầng thứ nhất gồm transistor T_1 và biến thế Tr_1 gọi là tầng khuếch đại đảo pha với biến thế Tr_1 là biến thế đảo pha. Nó gồm một cuộn sơ cấp L_1 và hai cuộn thứ cấp L_2 và L_3 . Hai cuộn L_2 và L_3 được cuốn cùng chiều, với điểm giữa được nối đất nhờ tụ C . Với cách cuốn dây như vậy ta có thể nhận được 2 tín hiệu ngược pha nhau trên L_2 và L_3 từ một tín hiệu trên L_1 . Hai transistor T_2 và T_3 hoạt động đẩy kéo. Thế phân cực (điểm hoạt động) cho chúng do cặp điện trở R_{b1} và R_{b2} tạo ra trên đặc tuyến $I_C = f(U_{BE})$ đường chấm chấm trên hình 4.40.b. Cần chọn sao cho thế này tương ứng với các điểm D_2 và D_3 (chế độ AB). Vì hai transistor T_2 và T_3 có cùng thế phân cực nên đoạn từ D_2 đến D_3 triệt tiêu và đặc trưng $I_C(U_{BE})$ của T_2 và T_3 được dịch lại và nhập chung như đường liền nét. Như vậy là T_2 sẽ hoạt động trong một nửa chu kỳ tín hiệu và T_3 sẽ hoạt động trong nửa chu kỳ có dấu ngược lại. Nếu khuếch đại tín hiệu hình sin thì mỗi nửa dòng hình sin này sẽ chảy qua một nửa cuộn sơ cấp biến thế xuất Tr_2 . Do cảm ứng nên kết quả là bên thứ cấp biến thế sẽ xuất hiện tín hiệu hình sin tổng hợp đủ cả hai nửa chu kỳ xuất ra tải. Tỷ số số vòng sơ cấp trên thứ cấp của biến thế Tr_2 được tính toán sao cho nó cũng đảm bảo được nhiệm vụ phối hợp trở kháng giữa tầng khuếch đại và tải.

Ta hãy tính hiệu suất ra của mạch:

Gọi $n \equiv \frac{N_1}{N_2}$ là tỷ số biến thế Tr_2 , với N_1 số vòng của nửa cuộn sơ cấp và N_2 là số vòng cuộn thứ cấp.

Như vậy trở ra tương đương của mỗi transistor là: $R'_T = n^2 R_v$.

$$\text{Vậy: } \hat{I}_C = \frac{\hat{U}_{CE}}{R'_T} \quad \text{và} \quad \hat{U}_{CE} = n \hat{U}_{ra}. \quad \text{Công suất ra tải là: } P_{ra} = \frac{\hat{U}_{ra}^2}{2R_T} = \frac{\hat{U}_{CE}^2}{2n^2 R_T}$$

$$\text{Biên độ điện áp ra cực đại của một transistor: } \hat{U}_{CE \max} = U_{CE} - U_{CER}$$

$$\text{Vậy công suất ra cực đại: } P_{ra\max} = \frac{(U_{CE} - U_{CER})^2}{2n^2 R_T} \quad (4.54)$$

Vì bộ khuếch đại làm việc ở chế độ B nên dòng collector trung bình là:

$$\bar{I}_C = \frac{1}{T} \int_0^T I_C(t) dt = \frac{\hat{I}_C}{\pi}$$

$$\text{Vậy công suất một chiều cấp cho mạch là: } P_0 = \frac{2}{\pi} \hat{I}_C E_C = \frac{2}{\pi} \frac{\hat{U}_{CE} E_C}{n^2 R_T}$$

Thay P_0 và P_{ra} vào ta tính được công suất tổn hao trên collector của transistor:

$$P_C = P - P_0 = \frac{2}{\pi} \frac{\hat{U}_{CE} E_C}{n^2 R_T} - \frac{\hat{U}_{CE}}{2n^2 R_T} \quad (4.55)$$

$$P_C \text{ thay đổi theo } \hat{U}_{CE} \text{ và đạt cực đại khi: } \hat{U}_{CE} = \frac{2}{\pi} E_C$$

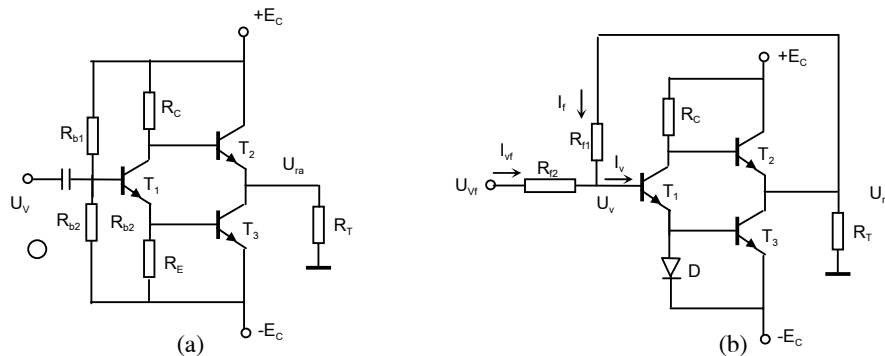
$$\text{Ở chế độ B, công suất tổn hao cực đại là: } P_{C\max} = \frac{4}{\pi^2} P_{ra\max}$$

$$\text{Vậy hiệu suất cực đại của mạch là: } \eta_{\max} = \frac{P_{ra\max}}{P_{0\max}} 100\% \approx \frac{\pi}{4} 100\% \approx 78,5\%. \quad (4.56)$$

Ta thấy hiệu suất của bộ khuếch đại đẩy kéo lớn hơn bộ khuếch đại đơn nhiều. Bộ khuếch đại đẩy kéo hoạt động ở chế độ AB nên dòng tĩnh ban đầu rất nhỏ tức là khi không có tín hiệu thì các transistor hầu như không hoạt động và không tổn hao nhiệt, do vậy hiệu suất rất cao. Hơn nữa vùng hoạt động tuyến tính của bộ khuếch đại rộng gấp hai lần trong trường hợp khuếch đại đơn. Nhưng vì kích thước biến áp lớn, giá thành cao và dải tần làm việc bị hạn chế nên ngày nay còn hay sử dụng các sơ đồ liên kết trực tiếp như dưới đây.

+ **Sơ đồ đẩy kéo nối tiếp.** Trong các bộ khuếch đại âm thanh, việc chọn được biến thể cho chất lượng dải truyền tần số đến các tần số cực thấp là khó. Do vậy, sử dụng tầng khuếch đại đẩy kéo có liên kết trực tiếp cho phép khắc phục các nhược điểm trên, đặc biệt được dùng trong các bộ khuếch đại đòi hỏi chất lượng cao. Các sơ đồ này thuộc loại đẩy kéo nối tiếp sử dụng các transistor khác loại hay cùng loại. Ta sẽ khảo sát 2 sơ đồ điển hình sau.

Hình 4.41 là sơ đồ đẩy kéo nối tiếp dùng 2 transistor cùng loại.



Hình 4.41. Sơ đồ đẩy kéo nối tiếp dùng 2 transistor cùng loại.

T_1 là tầng khuếch đại tín hiệu đảo pha để tạo các tín hiệu ngược pha đưa vào hai base của các transistor T_2, T_3 . Trong sơ đồ này thay cho nguồn cung cấp có điểm giữa nối đất người ta dùng nguồn đối xứng $\pm E_C$. Có thể coi trong sơ đồ T_2 mắc theo mạch collector chung, còn T_3 mắc theo mạch emitter chung. Ngoài nhiệm vụ đảo pha, T_1 còn có nhiệm vụ định điểm làm việc cho T_2 và T_3 nhờ điện áp tĩnh trên base và emitter của nó. Trong thực tế, chọn R_E sao cho đảm bảo yêu cầu về độ méo và công suất ra khó nên người ta thường thay điện trở R_E trong hình 4.41.a bằng diode D như trong hình 4.41.b. Diode làm nhiệm vụ hạn chế biên độ điện áp base-emitter của T_3 , nhờ đó khắc phục được hiện tượng quá tải cho T_3 . Mạch phản hồi âm gồm R_{f1}, R_{f2} để giảm méo phi tuyến. Ta hãy tính hệ số khuếch đại khi có phản hồi K_f . Với nút vào base của transistor T_1 ta có:

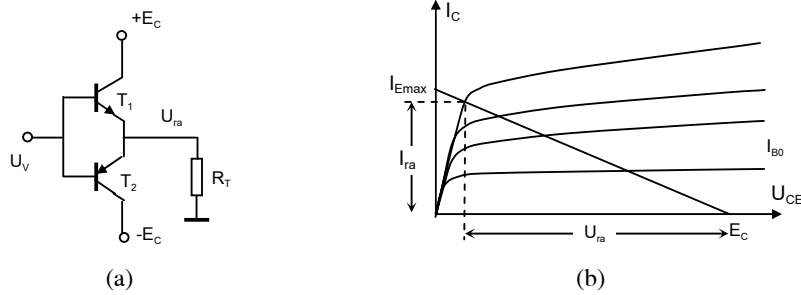
$$I_v = I_{vf} + I_f = \frac{U_v}{R_v}, \quad U_{vf} = I_{vf} R_{f2} + U_v$$

$$U_{vf} = I_f R_{f1} + U_v = K_u U_v \quad \text{với } K_u \text{ là hệ số khuếch đại khi không có phản hồi.}$$

$$\text{Vậy: } K_f = \frac{U_{raf}}{U_{vf}} = -\frac{R_{f1}}{R_{f2}} \frac{K_u}{K_u + 1 + R_{f1}/R_{f2} + R_{f1}/R_v}$$

$$\text{Nếu phản hồi âm sâu (} K_u \gg 1 + \frac{R_{f1}}{R_{f2}} + \frac{R_{f1}}{R_v} \text{) thì } K_f \approx -\frac{R_{f1}}{R_{f2}} \quad (4.57)$$

Hình 4.42 là sơ đồ tăng công suất đẩy kéo nối tiếp dùng các transistor khác loại đơn giản nhất cùng đặc trưng tĩnh và đường tải của một trong các transistor.



Hình 4.42. Sơ đồ đẩy kéo nối tiếp dùng 2 transistor khác loại.

Cả hai transistor được mắc theo kiểu collector chung với tải là R_T . Điện áp vào base bằng 0 nên điện áp ra trên các emitter cũng bằng 0. Điện áp kích cho cả hai transistor là đồng pha và có biên độ bằng nhau. Hệ số khuếch đại của mạch $K_u \approx 1$.

$$\text{Biên độ tín hiệu ra nằm trong khoảng: } \hat{U}_{ra} = k(E_C - U_{CER}); \quad \hat{I}_{ra} = kI_{Emax}$$

Trong đó k là hệ số tỉ lệ lấy giá trị từ 0 đến 1.

$$\text{Vậy công suất ra của mỗi transistor là: } P_{ra} = \frac{1}{2} \frac{\hat{U}_{ra} \hat{I}_{ra}}{2} = \frac{1}{4} k^2 (E_C - U_{CER}) I_{Emax} \quad (4.58)$$

Công suất nguồn một chiều cung cấp cho mỗi transistor là:

$$P_0 = E_C \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_{ra} \sin \omega t dt = \frac{k}{\pi} E_C I_{E \max} \quad (4.59)$$

Công suất tổn hao trên collector của mỗi transistor là:

$$P_C = P_0 - P_{ra} = \frac{k}{\pi} E_C I_{E \max} - \frac{k^2}{4} (E_C - U_{CER}) I_{E \max} \quad (4.60)$$

Cho đạo hàm $dP_C / dk = 0$ ta tính được giá trị k tại đó công suất tổn hao là cực đại:

$$k_{P \max} = \frac{2E_C}{\pi(E_C - U_{CER})} \approx \frac{2}{\pi}$$

Vậy công suất tổn hao cực đại trên mỗi transistor là:

$$P_{C \max} = \frac{E_C^2 I_{E \max}}{\pi^2 (E_C - U_{CER})} \approx \frac{E_C I_{E \max}}{\pi^2}$$

Vì $P_{C \max}$ và E_C đã biết nên tính được dòng emitter $I_{E \max}$:

$$I_{E \max} = \frac{\pi^2 P_{C \max} (E_C - U_{CER})}{E_C^2} \approx \frac{\pi^2 P_{C \max}}{E_C} \quad (4.61)$$

Từ đây cũng tính được các thông số khác:

$$R_T = \frac{\hat{U}_{ra}}{\hat{I}_{ra}} = \frac{E_C - U_{CER}}{I_{E \max}} = \frac{E_C^2}{\pi^2 P_{C \max}}$$

$$P_{ra\Sigma} = \frac{k^2}{2} (E_C - U_{CER}) I_{E \max} = k^2 \frac{\pi^2}{2} P_{C \max} \frac{(E_C - U_{CER})^2}{E_C^2} \approx k^2 \frac{\pi^2}{2} P_{C \max}$$

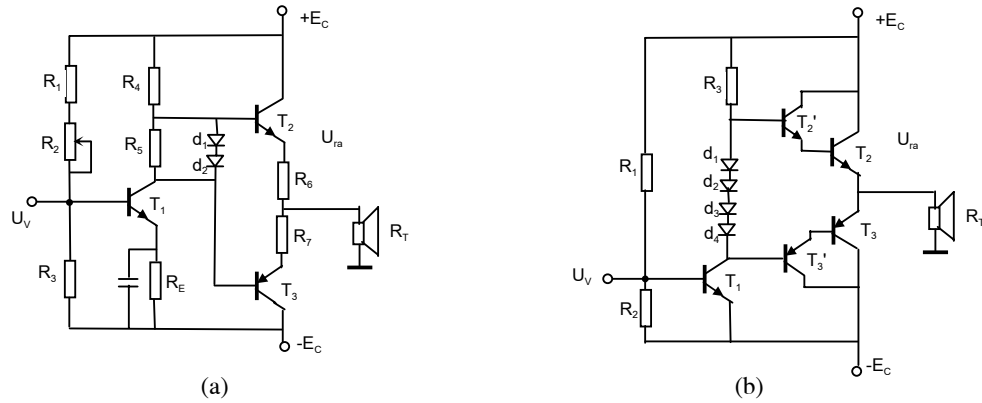
$$P_{0\Sigma} = \frac{2k}{\pi} E_C I_{E \max} \approx k 2\pi P_{C \max}$$

Vậy hiệu suất của mạch là:

$$\eta = \frac{P_{ra\Sigma}}{P_{0\Sigma}} = k \frac{\pi}{4} \quad \text{khi } k = 1 \rightarrow \eta = \frac{\pi}{4} \approx 78,5\% \quad (4.62)$$

Giống sơ đồ nối tiếp cùng loại kể trên, sơ đồ này cũng gặp phải méo phi tuyến khi làm việc ở chế độ B. Tại các thế tín hiệu nhỏ hơn điện áp thông của lớp tiếp giáp E-B các transistor ngắt và quan hệ giữa \tilde{U}_{ra} theo $\tilde{U}_{vào}$ là không tuyến tính trong vùng gần gốc tọa độ. Muốn khắc phục loại méo này phải dùng mạch phản hồi âm như nói trên. Muốn khắc phục triệt để phải di chuyển điểm làm việc sao cho $U_{BE01} = U_{BE02}$ tương ứng với mức điện áp vào $\tilde{U}_{vào} = 0$. Tức là phải đặt lên base của các transistor các điện áp ban đầu thích hợp trong chế độ hoạt động AB. Hình 4.43.a là sơ đồ đẩy kéo như vậy. Trong sơ đồ, T_1 là tầng khuếch đại đảo pha mắc theo kiểu emitter chung. Tải collector của nó là hai điện trở R_4 và R_5 . Trong đó R_5 và hai diode d_1, d_2 tạo thế phân cực cho T_2 và T_3 hoạt động trong chế độ AB. Khuếch đại đẩy kéo được thực hiện bởi các transistor khác loại T_2 (loại n-p-n) và T_3 (loại p-n-p). Khi chưa có tín hiệu, điều chỉnh biến trở R_2 sao cho $U_{b2} = 0,6V$. Khi có tín hiệu xoay chiều ở lối vào U_V , trên collector của T_1 sẽ xuất hiện dòng xoay chiều I_{C1} và thế

xoay chiều U_{CI} . Trong nửa chu kỳ dương của U_{CI} , T_2 sẽ khuếch đại tín hiệu. Trong nửa chu kỳ âm của U_{CI} , T_3 sẽ khuếch đại. Kết quả là dòng qua tải (loa) sẽ là dòng xoay chiều hình sin có dạng như tín hiệu lối vào. Các điện trở R_6 và R_7 làm nhiệm vụ bảo vệ cho T_2 và T_3 . Chúng có trị số nhỏ 0,5 Ω . Trở ra của T_2 và T_3 thực chất được mắc song song với nhau, hơn nữa $R_5 = 1k\Omega$ và hai diode d_1 , d_2 mắc ở lối vào nên nó có trị số nhỏ so với trở kháng của loa (vài Ω).



Hình 4.43. Sơ đồ đẩy kéo nối tiếp công suất nhỏ (a) và công suất lớn (b).

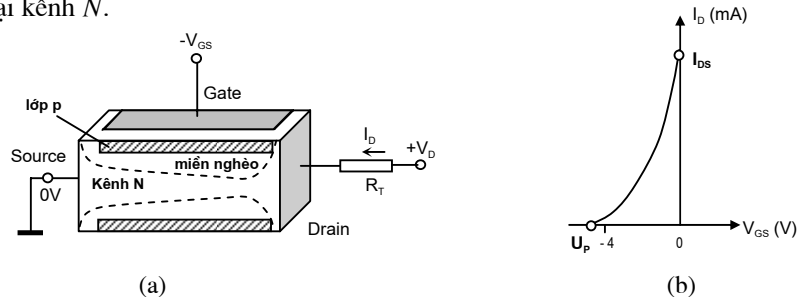
Khi cần công suất lớn hơn, thường dùng sơ đồ hình 4.43.b. Trong đó T_2 và T_3 là tầng khuếch đại công suất. T_1 là tầng kích cho tầng công suất hoạt động. Các cặp T_2, T_2' và T_3, T_3' được mắc theo sơ đồ Darlington nhằm đạt được hệ số khuếch đại dòng rất lớn và trở ra rất nhỏ. Để sơ đồ hoạt động ổn định, thường một mạch phản hồi âm được thiết kế từ lối ra qua mạch RC đến lối vào của T_1 . Điều cần chú ý khi lắp ráp sơ đồ là phải đảm bảo điều chỉnh được tính cân xứng. Khi không có tín hiệu xoay chiều, thế một chiều trên tải phải là 0 vôn.

4.4. Transistor trường

Transistor hiệu ứng trường hoạt động dựa trên tác động của điện trường lên chuyển động của các hạt tải điện trong một kênh bán dẫn loại p hoặc n. Có hai loại transistor trường: loại JFET và loại MOSFET.

4.4.1. Transistor trường loại JFET

Chữ JFET là viết tắt của cụm từ tiếng Anh: *Junction Field Effect Transistor* có nghĩa là transistor hiệu ứng trường có lớp chuyển tiếp p-n. Cấu trúc và nguyên lý hoạt động của transistor trường loại JFET được trình bày trên hình 4.44.a. Có 2 loại JFET kênh N và kênh P. Ta sẽ xét điển hình một loại kênh N.



Hình 4.44. Cấu trúc và đặc tính truyền đạt của transistor trường JFET.

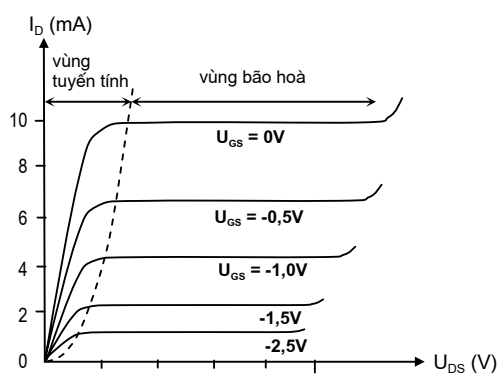
Trên một thanh bán dẫn silicon loại n , người ta tạo nên một kênh dẫn điện N với các phân tử tải điện cơ bản là điện tử n được giới hạn bởi một lớp bán dẫn loại p bao xung quanh. Có 3 điện cực được gắn lên đó: *cực nguồn* S (source), *cực cửa* G (gate) và *cực máng* D (drain). Vị trí và nguồn điện cấp cho các cực được cho như trên hình. Transistor JFET kênh N gọi là N -JFET. Khi hoạt động, ta thấy lớp tiếp giáp p - n giữa cực cửa G và cực nguồn S được phân cực ngược bởi thế U_{GS} , còn tải tiêu thụ được mắc nối tiếp với kênh dẫn và dòng qua tải chính là dòng cực máng I_D .

Như đã biết về đặc tính của lớp tiếp giáp p - n , sự biến đổi giá trị của điện áp phân cực ngược trên cực cửa U_{GS} sẽ làm thay đổi độ rộng của miền nghèo phân tử tải. Điều đó dẫn đến làm thay đổi thiết diện ngang của kênh dẫn N và làm thay đổi dòng cực máng I_D chảy qua kênh. Như vậy dòng cực máng phụ thuộc vào thế cực cửa và do đó cực cửa còn được gọi là *cực điều khiển*. Điện áp mà tại đó dòng cực máng I_D nhận giá trị cực tiểu (≈ 0) gọi là *điện áp ngưỡng* U_P . Đặc tuyến truyền đạt

được mô tả bởi phương trình $I_D = I_{DS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2$ và có dạng như trên hình 4.44.b, trong đó I_{DS} là

dòng cực máng khi $U_{GS} = 0$. Transistor trường JFET có tác dụng khuếch đại như transistor lưỡng cực. Họ đặc trưng lối ra của transistor N -JFET có dạng như hình 4.45 gồm 3 vùng:

- Vùng bão hoà ($U_D > U_{bh}$): trong đó I_D không phụ thuộc vào U_{DS} mà chỉ phụ thuộc vào U_{GS} . Đây là vùng sử dụng cho khuếch đại với dòng I_D được điều khiển bởi thế vào U_{GS} .
- Vùng tuyến tính ($U_D < U_{bh}$): trong đó U_D có giá trị nhỏ và phụ thuộc tuyến tính vào I_D .
- Vùng đánh thủng: trong đó dòng I_D đột



Hình 4.45. Họ đặc trưng lối ra của JFET.

ngột tăng khi U_{DS} đủ lớn để đánh thủng lớp tiếp giáp p - n gần điện cực máng.

Cấu trúc và nguyên tắc hoạt động của transistor trường P -JFET về nguyên tắc cũng giống như loại N -JFET. Hình 4.46 là tóm tắt ký hiệu và dạng đặc tính truyền đạt của hai loại này.

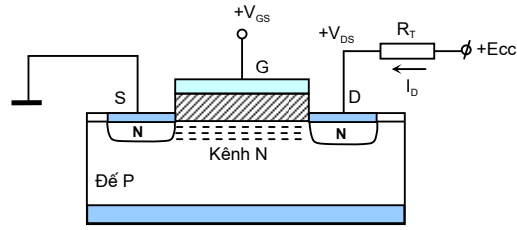
	Ký hiệu	Cực tính			Đặc tuyến truyền đạt
		U_{DS}	I_D		
NJ-FET		+	+	-	
PJ-FET		-	-	+	

Hình 4.46. Ký hiệu và đặc tính truyền đạt của hai loại transistor trường JFET.

4.4.2. Transistor trường loại MOS-FET

Chữ MOS-FET là viết tắt của cụm từ tiếng Anh: *Metal-Oxide Semiconductor FET* có nghĩa là transistor hiệu ứng trường có cực cửa cách điện bằng vật liệu ô-xit kim loại. Cấu trúc của một transistor MOS-FET được biểu diễn trên hình 4.47.

Linh kiện cũng gồm có 3 cực: cực nguồn S và cực máng D nối với hai đầu kênh dẫn, cực cửa G nối với bản kim loại được cách điện cao với kênh qua một lớp cách điện, thường là ô-xit nhôm có điện trở rất cao. Với cấu trúc như vậy, tồn tại một tụ điện MOS nằm giữa cực nguồn và cực máng. Thí dụ, transistor MOS-FET kênh N sử dụng đế silicon loại p , cực nguồn và



Hình 4.47. Cấu trúc của transistor MOS-FET.

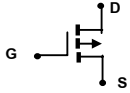
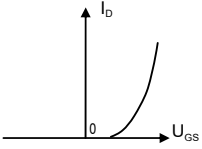
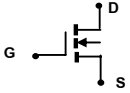
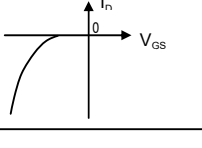
cực máng là silicon N^+ . Một hiệu điện thế dương đủ lớn đặt lên cực cửa sẽ làm đảo ngược tính bán dẫn của đế P và làm hình thành trong đế một kênh dẫn N . Các điện tử trong kênh dẫn sẽ chuyển dịch từ cực nguồn sang cực máng khi có một hiệu thế dương U_{DS} đặt giữa cực máng và cực nguồn. Như vậy cũng bằng cách biến đổi giá trị của thế đặt vào cực cửa ta có thể biến đổi giá trị của dòng chảy qua cực máng. Transistor trường MOS-FET cũng có thể dùng để khuếch đại dòng điện. Do tính cách điện cao của lớp ô-xit kim loại nên transistor MOS-FET có đặc điểm rất quý là có trở vào rất cao, dòng dò lõi vào rất nhỏ. Trong mỗi loại kênh P hay N , transistor trường MOS-FET còn được phân biệt thành 2 loại:

- Loại kênh có sẵn (hoạt động trong enhancement-mode): trong đó ngay tại thế $U_{GS} = 0$ đã tồn tại sẵn kênh dẫn N (nếu đế loại P) hay kênh dẫn P (nếu đế loại N). Khi thế $U_{GS} < 0$ sẽ làm nghèo nồng độ hạt tải của kênh và giảm độ dẫn kênh, giảm dòng I_D .

- Loại kênh không có sẵn (hoạt động trong deplete - mode): trong đó khi $U_{GS} = 0$, độ dẫn của kênh rất nhỏ, hầu như bằng 0. Chỉ khi đặt một thế dương (với loại kênh N , đế loại P) hay thế âm (với loại kênh P , đế loại N) mới hình thành kênh dẫn điện. Sự tăng giảm của U_{GS} trên giá trị điện áp ngưỡng sẽ làm thay đổi nồng độ hạt tải điện của kênh, làm thay đổi độ dẫn kênh và tương ứng là dòng cực máng chạy qua kênh.

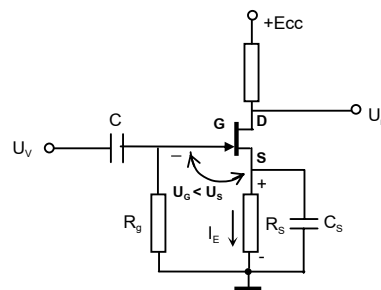
Hình 4.48 là tóm tắt ký hiệu và dạng đặc tính truyền đạt của 4 loại này.

	Ký hiệu	Cực tính			Đặc tuyến truyền đạt
		U_{DS}	I_D	U_{GS}	
NMOS-FET kênh có sẵn		+	+	-	
PMOS-FET kênh có sẵn		-	-	+	

NMOS-FET kênh chưa có sẵn		+	+	+	
PMOS-FET kênh chưa có sẵn		-	-	-	

Hình 4.48. Tóm tắt các ký hiệu và dạng đặc tính ra của các loại transistor MOS-FET.

Nói chung các sơ đồ hoạt động của transistor trường FET cũng tương tự như transistor lưỡng cực BJT, tức là cũng có các sơ đồ mắc theo kiểu nguồn chung (source chung), cửa chung (gate chung) hay máng chung (drain chung). Riêng mạch định điểm làm việc, thí dụ cho một transistor trường N-JFET, thường hay sử dụng sơ đồ dùng sụt áp qua trở mắc tại cực nguồn như trình bày trên hình 4.49. Trong sơ đồ này, dòng máng I_D gần bằng dòng cực nguồn I_S sẽ tạo nên một sụt áp trên điện trở R_S với chiều như hình vẽ.



Hình 4.49. Định điểm làm việc cho transistor J-FET kênh N qua trở cực nguồn R_S .

Sụt áp này được truyền qua một điện trở đặt tại cực cửa R_g (thường có giá trị lớn cỡ mê-ga-ôm) để tạo một điện áp ngược cấp cho tiếp giáp cửa - nguồn G-S.

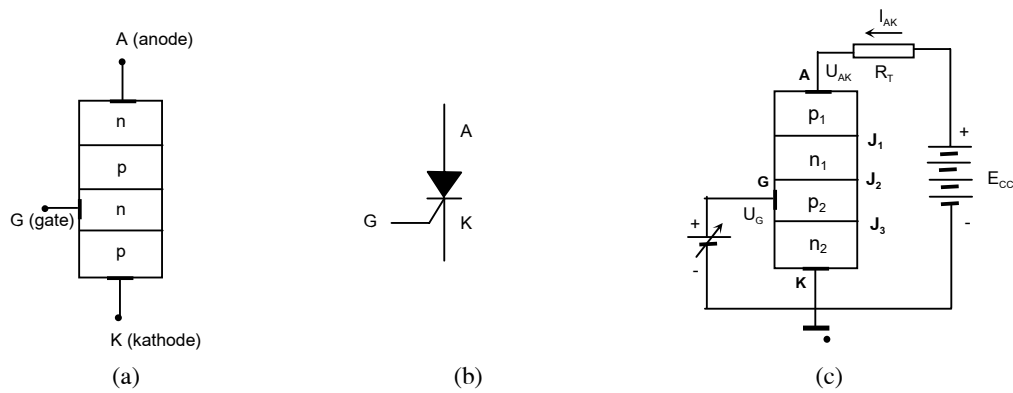
4.5. Thyristor và triac

Thyristor và triac là các linh kiện chuyển mạch bán dẫn. Đó là vì chúng chỉ nằm ở một trong hai trạng thái: cấm hoàn toàn và thông ở mức bão hoà.

Trong khi thyristor hoạt động với nguồn điện một chiều thì triac có thể hoạt động cả với nguồn điện xoay chiều.

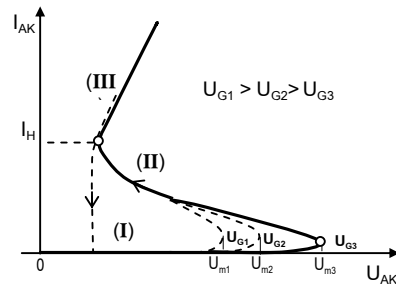
4.5.1. Thyristor: như trên hình 4.50.a là cấu trúc gồm 4 lớp bán dẫn được ghép liên tiếp với nhau n-p-n-p (hình a) hay p-n-p-n (hình b) cùng với 3 điện cực như được biểu diễn trên hình gọi là a-nốt A (anode), ka-tốt K (kathode) và cực cửa G (gate). Ký hiệu của thyristor như hình 4.50.b. Sơ đồ cấp điện cho thyristor loại p-n-p-n với tải được trình bày trên hình 4.50.c, trong đó E_{CC} là nguồn cung cấp, U_G là thế điều khiển được đặt vào cực cửa với đất. Với loại thyristor n-p-n-p thì cực tính điện áp nguồn và điện áp điều khiển được mắc ngược lại.

Họ đặc trưng $I_{AK} = f(U_{AK})_{U_G = const}$ có dạng như hình 4.51. Ta thấy dạng này giống đặc trưng của đèn chứa khí. Với một thế U_G không đổi, khi $U_{AK} < U_{mới}$, dòng qua thyristor hầu như bằng không. Thyristor ở vào trạng thái cấm trong vùng (I). Khi thế $U_{AK} = U_{mới}$, dòng qua thyristor bắt đầu tăng lên một cách đột ngột dẫn tới sự sụt thế mạnh trên anode làm cho U_{AK} giảm, thyristor lúc này ở trạng thái có điện trở âm (II) tức là thế giảm-dòng tăng.



Hình 4.50. Cấu trúc, ký hiệu và cách mắc thyristor.

Sau đó khi tăng thế nguồn vào, dòng I_{AK} tiếp tục tăng rất nhanh, thyristor ở vào trạng thái thông trong vùng (III). Ngược lại, trong vùng thông, ta phải giảm dần thế U_{AK} đến một mức nào đó quá đi thì thyristor mới lại nhảy nhanh chóng về trạng thái cấm. Đường chấm chấm cho ta quá trình chuyển từ thông sang cấm đó. Họ đặc trưng cho thấy, khi thế U_G tăng thì điện áp mỗi $U_{môi}$ giảm xuống, tức là thyristor sẽ dễ chuyển từ trạng thái cấm sang trạng thái thông hơn. Vậy ngoài quá trình quá độ (vùng II), thyristor sẽ ở vào một trong hai trạng thái ổn định là *cấm* hoặc *thông* giống như một cái chuyển mạch điện tử (công tắc) có thể điều khiển được ở một trong hai trạng thái khoá hoặc mở. Do vậy trong tiếng Anh, thyristor thường được gọi tắt là *SCR* (silicon controlled rectifier) có nghĩa là dụng cụ chỉnh lưu có thể điều khiển được chế tạo bằng vật liệu bán dẫn silic. Khác với các chuyển mạch điện - cơ khí, ngoài đặc điểm có tốc độ chuyển mạch rất nhanh (tốc độ điện tử) ưu điểm của thyristor còn ở chỗ nó là chuyển mạch không có tiếp điểm. Các quá trình xảy ra trong đó hoàn toàn do bản chất vật lý của quá trình dẫn điện nằm trong vật liệu bán dẫn, nên tránh được việc đánh lửa trong không khí trong thời gian chuyển mạch quá độ của các tiếp điểm cơ khí. Bằng cách điều chỉnh giá trị của thế U_G có thể điều khiển cho thyristor chuyển từ một trạng thái này sang trạng thái khác nhanh hay chậm hơn với các thế U_{AK} khác nhau.



Hình 4.51. Đặc trưng V-A của Thyristor.

Có thể giải thích nguyên lý làm việc của thyristor loại p-n-p-n trên hình 4.50.c như sau:

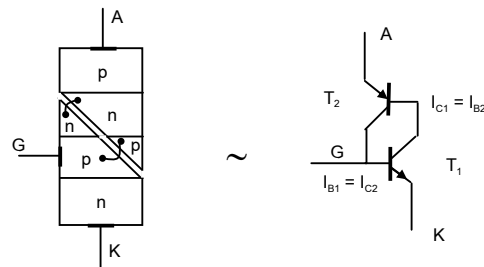
Đặt thyristor dưới điện áp một chiều được phân cực như hình vẽ, tức là anode được nối với cực dương và cathode được nối với cực âm của nguồn điện. Lúc này các tiếp giáp J_1 và J_3 được phân cực thuận nhưng tiếp giáp J_2 được phân cực ngược. Do vậy gần như toàn bộ điện áp nguồn được đặt lên J_2 . Trong trường hợp này, điện trường ngoài E_c cùng chiều với hướng của điện trường nội tại E_j của lớp tiếp giáp, tức là có chiều hướng từ lớp n_1 sang p_2 và do đó làm vùng nghèo (cách điện) càng rộng ra ngăn không cho dòng điện chảy qua thyristor. Thyristor ở vào trạng thái khoá. Nếu cho một xung dương tác động vào cực điều khiển G thì sẽ làm cho các điện tử chạy từ vùng n_2 sang p_2 . Một số ít các điện tử này tái hợp với lỗ trống tại miền p_2 tạo thành dòng điều khiển I_G , còn đại đa số chịu

sức hút của điện trường tổng hợp trên lớp tiếp giáp J_2 lao vào vùng chuyển tiếp này. Chúng được tăng tốc nên có động năng lớn va chạm với các nguyên tử Si và tạo nên những điện tử tự do mới. Số điện tử này lại tham gia vào quá trình bắn phá các nguyên tử Si và kết quả của phản ứng dây chuyền này sẽ làm xuất hiện ngày càng nhiều điện tử chảy vào vùng n_1 qua p_1 tới cực dương của nguồn điện ngoài gây nên hiện tượng dẫn điện thác lũ. Lớp tiếp giáp J_2 chuyển sang thành lớp dẫn điện từ một điểm nào đó xung quanh cực G rồi lan ra toàn bộ lớp tiếp giáp với tốc độ rất nhanh cỡ $1\text{cm}/100\mu\text{s}$. Các thyristor hiện đại cho tốc độ tăng dòng mở từ vài chục đến hàng ngàn $\text{A}/\mu\text{s}$. Thực nghiệm cho thấy điện trở của thyristor khi còn ở trạng thái khoá cỡ hàng $\text{M}\Omega$ đã trở thành chỉ khoảng phần trăm Ω khi ở trạng thái mở. Do điện trở nội của thyristor lúc mở rất nhỏ như vậy nên trên đặc trưng V-A, thế U_{AK} lúc mở chỉ cỡ hàng vôn.

Một khi thyristor đã mở thì sự hiện diện của tín hiệu điều khiển U_G không còn tác dụng nữa. Thyristor sẽ chỉ chuyển sang trạng thái khoá khi giảm dòng điện I_{AK} xuống dưới giá trị dòng duy trì I_H (hình 4.51) hoặc đặt một điện áp ngược lên thyristor. Khi đặt điện áp ngược, lớp tiếp giáp J_2 được phân cực thuận nhưng hai lớp J_1 và J_3 sẽ được phân cực ngược. Những điện tử trước thời điểm đảo cực tính của nguồn đang có mặt tại các miền p_1 , n_1 và p_2 sẽ đảo chiều hành trình và tạo nên dòng điện ngược chảy qua cathode về cực âm nguồn điện. Lúc đầu dòng điện này khá lớn nhưng rồi sau đó J_1 và J_3 trở nên cách điện. Chỉ còn lại một ít điện tử bị giữ giữa hai lớp n_1 và p_2 sẽ bị hiện tượng khuếch tán làm ít dần đi đến hết. Thời gian khoá tính từ khi bắt đầu xuất hiện dòng điện ngược cho đến khi dòng này bằng không. Đó là khoảng thời gian mà ngay sau đó nếu đặt điện áp thuận lên thyristor thì nó cũng không mở nếu chưa có thế U_G tác động. Do vậy không được đặt thyristor dưới điện áp thuận khi nó chưa bị khoá hoàn toàn để tránh gây chập mạch điện nguồn. Thời gian khoá của các thyristor thông thường cỡ vài chục μs .

Cũng có thể giải thích một cách đơn giản quá trình chuyển rất nhanh chóng từ trạng thái khoá sang mở của thyristor như sau. Với bốn vùng bán dẫn được sắp xếp như vậy có thể coi thyristor như là 2 transistor khác loại được mắc tổ hợp với nhau như hình 4.52.

Đặc điểm chính của tổ hợp là ở chỗ: lối ra của transistor này lại được mắc trực tiếp tới lối vào của transistor kia. Nếu gọi hệ số khuếch đại dòng của hai transistor T_1 và T_2 trên hình lần lượt là β_1 và β_2 ta sẽ thấy nếu có một tác động nào đó lên cực cửa của thyristor thì quá trình biến đổi dòng điện trong nó sẽ xảy ra theo quá trình thác lũ. Thật vậy, nếu dòng collector của T_1 tăng lên một lượng ΔI_{C1} cũng tức là dòng base của T_2 tăng lên một lượng ΔI_{b2} . Điều này làm dòng collector



Hình 4.52. Coi Thyristor như 2 transistor được mắc tổ hợp với nhau.

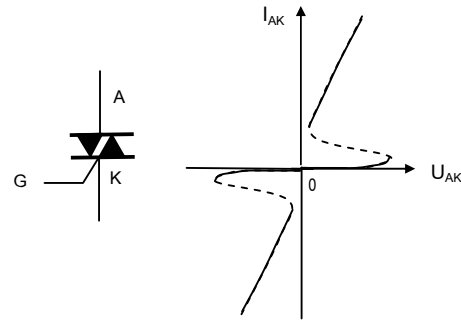
của T_2 tăng một lượng $\Delta I_{C2} = \beta_2 \Delta I_{b2} = \Delta I_{b1}$ (vì dòng I_{C2} cũng chính là dòng I_{b1}). Do vậy sự tăng dòng base này sẽ dẫn tới làm tăng dòng collector của T_1 lên một giá trị mới là $\Delta I'_{C1} = \beta_1 \Delta I_{b1} = \beta_1 \beta_2 \Delta I_{b2} = \beta_1 \beta_2 \Delta I_{C1}$. Như vậy sau một chu trình phân tích, dòng collector của T_1 đã tăng lên một lượng:

$\frac{\Delta I_{CI}'}{\Delta I_{CI}} = \beta_1 \beta_2$ lần. Phân tích như vậy cho kết quả là sau n chu trình, dòng này sẽ tăng lên rất nhanh

chóng theo hàm mũ $(\beta_1 \beta_2)^n$ lần. Rõ ràng quá trình này cho phép thyristor chuyển trạng thái từ khoá sang mở rất nhanh.

4.5.2. Triac: giống như thyristor nhưng có đặc điểm là cho phép dòng điện đi qua theo cả 2 chiều từ anode sang cathode và từ cathode sang anode khi thế $|U_{AK}| > |U_{môi}|$. Ký hiệu của triac và đặc trưng V-A của nó được chỉ ra trên hình 4.53.

Thyristor và Triac thường được sử dụng trong các sơ đồ chỉnh lưu công suất có điều khiển được. Đó là các sơ đồ dùng để điều khiển tốc độ các động cơ, điều khiển cường độ ánh sáng, các bộ biến tần, nghịch lưu, v.v... trong các máy điện.

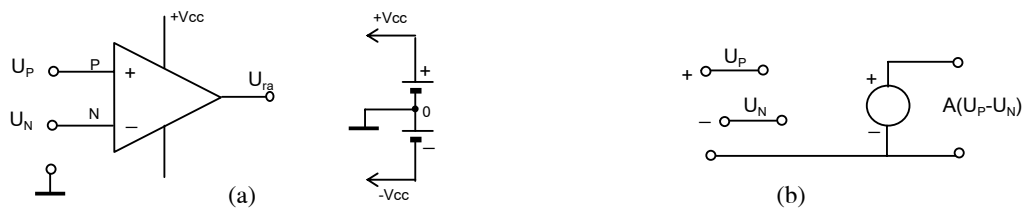


Hình 4.53. Ký hiệu của triac và đặc trưng V-A của nó.

4.6. Bộ khuếch đại thuật toán và các sơ đồ ứng dụng cơ bản

Bộ khuếch đại thuật toán (KĐTT) về nguyên tắc hoạt động cũng giống như bộ khuếch đại thông thường nhưng có khác là nó có phẩm chất rất cao bởi có hệ số khuếch đại rất lớn (hàng trăm ngàn lần), trở kháng vào rất cao (dòng dò lỗi vào chỉ cỡ pA) và trở kháng ra thấp, v.v... Do vậy, trong khi các thông số của bộ khuếch đại thông thường phụ thuộc vào sơ đồ cụ thể của nó thì như sẽ được trình bày ở sau, các đặc trưng của bộ KĐTT chỉ phụ thuộc vào mạch phản hồi lắp ở bên ngoài. Do thời gian đầu, các bộ khuếch đại kiểu này được sử dụng làm các phần tử tính toán trong các máy tính analog nên từ đó mà có tên gọi là *bộ khuếch đại thuật toán* (operational amplifier - OPAM). Hiện nay, dựa trên công nghệ vi điện tử, các bộ KĐTT được chế tạo, sản xuất hết sức rộng rãi với kích thước nhỏ gọn, giá thành rẻ dưới dạng các vi mạch tích hợp đơn khối IC (integrated circuits). Thường thì chỉ cần biết các đặc trưng chủ yếu của bộ một KĐTT là có thể thiết kế được một mạch điện theo yêu cầu, nhưng cũng có trường hợp phải biết thêm cả cấu trúc bên trong của bộ KĐTT nữa. Thiết kế bên trong bộ KĐTT thường bao gồm các mạch điện được lắp trên các transistor với tầng tiền khuếch đại vi sai, tầng đệm, tầng khuếch đại vi sai rồi tầng khuếch đại công suất cùng các mạch phản hồi nhằm tăng tính ổn định và thực hiện một số chức năng cần thiết. Ngày nay, bộ KĐTT được sử dụng trong rất nhiều sơ đồ ứng dụng khác nhau.

Hình 4.54 là ký hiệu của bộ KĐTT và sơ đồ tương đương của một bộ KĐTT lý tưởng.



Hình 4.54. Ký hiệu (a) và sơ đồ tương đương của bộ KĐTT lý tưởng (b).

Bộ KĐTT lý tưởng có hệ số khuếch đại và trở lối vào là bằng vô cùng.

Do tăng vào thường là bộ khuếch đại vi sai nên bộ KĐTT có 2 lối vào và thường có 1 hoặc 2 lối ra. Lối vào P gọi là *lối vào thuận* vì điện áp lối ra đồng pha với điện áp lối vào này (U_P) ở tần số thấp. Trên sơ đồ, lối vào thuận được đánh dấu "+". Lối vào N là *lối vào đảo* vì điện áp lối ra ngược pha với điện áp lối vào này (U_N) ở tần số thấp. Trên sơ đồ, lối vào đảo được đánh dấu "-".

Hiệu 2 điện áp lối vào này gọi là *điện áp vào vi sai*: $U_D \equiv U_P - U_N$.

Điện áp nuôi bộ KĐTT thường là điện áp lưỡng cực (thí dụ $\pm 5V$, $\pm 15V$) vì để đảm bảo cho nó hoạt động trong cả dải các tín hiệu dương và âm so với điểm chung (đất).

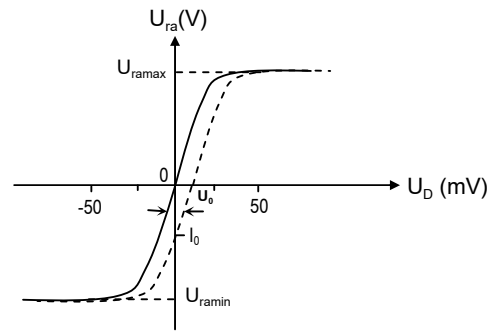
4.6.1. Các đặc trưng kĩ thuật

1. *Hệ số khuếch đại vi sai*, được định nghĩa như sau:

$$A_D \equiv \frac{\Delta U_{ra}}{\Delta U_D} = \frac{\Delta U_{ra}}{\Delta(U_P - U_N)} = \begin{cases} \frac{\Delta U_{ra}}{\Delta U_P} & \text{với } U_N = \text{const} \\ -\frac{\Delta U_{ra}}{\Delta U_N} & \text{với } U_P = \text{const} \end{cases} \quad (4.63)$$

Hệ số này có trị hữu hạn và ở tần số thấp nó có giá trị trong khoảng từ 10^4 đến 10^5 . Hệ số này còn được gọi là *hệ số khuếch đại riêng* hay *hệ số khuếch đại không có phản hồi* hay *hệ số khuếch đại mạch hở* của bộ KĐTT.

Hình 4.55 là đặc trưng truyền đạt mô tả sự phụ thuộc điển hình giữa điện áp ra và điện áp vào vi sai. Trong dải $U_{ra \min} < U_{ra} < U_{ra \max}$ hệ số này phụ thuộc hầu như tuyến tính vào U_D . Miền này gọi là *miền khuếch đại*. Hai miền còn lại là *miền bão hoà*. Các giới hạn của miền khuếch đại nằm cách giá trị biên độ điện áp nguồn nuôi cỡ vôn và tùy thuộc vào từng loại vi mạch KĐTT.



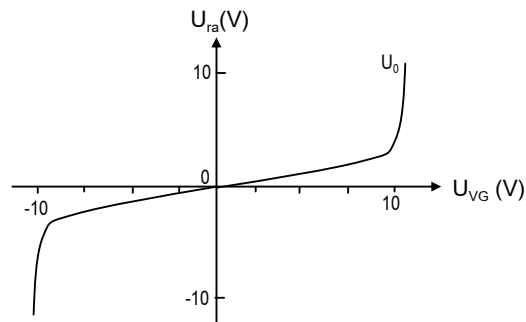
Hình 4.55. Đặc tuyến truyền đạt của bộ KĐTT.

2. *Thế lối vào lệch không (thế offset)*

Đặc tuyến truyền đạt đi qua điểm "không" (đường liền nét) như trên hình chỉ đúng khi tăng lối vào vi sai được chế tạo hoàn toàn cân xứng. Trong trường hợp này, khi không có điện áp vào $U_P = U_N = 0$ ta sẽ có các dòng lối vào $I_P = I_N = 0$ và dòng vào lệch không tĩnh $I_0 \equiv I_P - I_N \equiv 0$. Nhưng trong thực tế, do công nghệ chế tạo các transistor vi sai lối vào bộ KĐTT không thể giống nhau tuyệt đối nên dù các thế lối vào bằng không thì hai dòng lối vào vẫn khác nhau. Kết quả dẫn tới rằng, mặc dù thế lối vào vi sai $U_D = 0$ thì ở lối ra bộ KĐTT vẫn có một thế U_{ra} khác 0. Nói cách khác đặc tuyến truyền đạt thực tế bị dịch đi khỏi điểm không như đường chấm chấm trên hình 4.55. Như vậy, để làm cho điện áp ra bằng không thì cần đặt tới lối vào bộ KĐTT một hiệu điện áp nào đó ngược dấu và có giá trị bằng U_0 như trên đặc tính truyền đạt thực tế để bù trừ nó. Điện áp này gọi là *thế vào lệch không* hay *thiên áp không* U_0 (thế offset). Thế offset thường vào khoảng một vài mV xuống dưới chục μV tùy chất lượng IC và phụ thuộc vào các nhân tố như nhiệt độ môi trường, thời gian già hoá linh kiện, nguồn nuôi, v.v... Thí dụ, vi mạch thông dụng $\mu A-741$ có thế offset cỡ 1mV

và độ trôi thế offset theo nhiệt độ là cỡ $6 \mu V/1^\circ C$. Thường các vi mạch KĐTT được thiết kế sẵn các đầu nối cho phép người dùng mắc các mạch chỉnh thế offset để điều chỉnh thế ra bằng không.

3. Hệ số suy giảm tín hiệu đồng pha: Do bộ KĐTT không hoàn toàn là lý tưởng nên như đã nói ở trên, nếu đặt tới hai lối vào cùng một tín hiệu có độ lớn và phân cực như nhau, gọi là các *tín hiệu đồng pha*, thì lối ra cũng không hoàn toàn bằng không. Tức là hệ số khuếch đại tín hiệu đồng pha $A_G \equiv \frac{\Delta U_{ra}}{\Delta U_G}$ cũng không hoàn toàn bằng không. Đặc tuyến truyền đạt của điện áp ra theo tín hiệu vào đồng pha trên hình 4.56 cho thấy với một giá trị đủ lớn của tín hiệu vào đồng pha, thế ra tăng lên đáng kể.



Hình 4.56. Điện áp ra phụ thuộc vào tín hiệu đồng pha

Như vậy, tính không lý tưởng của bộ KĐTT có thể được biểu thị bởi một thông số gọi là *hệ số suy giảm tín hiệu đồng pha* được định nghĩa như sau:

$$G \equiv \frac{A_D}{A_G} \quad (4.64)$$

Hệ số này thường cỡ từ 10^4 đến 10^5 tùy thuộc chất lượng vi mạch KĐTT.

Chú ý rằng khi sử dụng khái niệm hệ số khuếch đại tín hiệu đồng pha như trên thì phải hiểu chính xác hơn hệ số khuếch đại tín hiệu vi sai theo công thức sau: $A_D \equiv \frac{\partial U_{ra}}{\partial U_D} \Big|_{U_G=const}$

Như vậy có thể nhận được biểu thức tổng quát với điện áp ra bộ KĐTT:

$$\Delta U_{ra} = \frac{\partial U_{ra}}{\partial U_D} \Big|_{U_G=Const} \Delta U_D + \frac{\partial U_{ra}}{\partial U_G} \Big|_{U_D=const} \Delta U_G$$

hay:

$$\Delta U_{ra} = A_D \Delta U_D + A_G \Delta U_G \quad (4.65)$$

$$\text{Nếu } \Delta U_{ra} = 0 \text{ thì } G = \frac{A_D}{A_G} = - \frac{\Delta U_G}{\Delta U_D} \Big|_{U_{ra}=const} \quad (4.66)$$

Ý nghĩa của biểu thức này ở chỗ: cần phải đặt điện áp vào vi sai U_D bằng bao nhiêu để bù trừ tín hiệu đồng pha ΔU_G ở lối vào. Thí dụ, một bộ KĐTT có $G = 10^4$, $\Delta U_D = 10^{-3} V$; muốn cho U_{ra} bằng 0 (hay không đổi) thì phải đưa vào thế $\Delta U_D = - \frac{\Delta U_G}{G} = 0,1 \mu V$.

Nếu chú ý tới thế offset U_0 thì có thể viết thế lối ra như sau:

$$U_{ra} = A_D (U_D - U_0) + A_G U_G \quad (4.67)$$

4. Trở kháng vào bộ KĐTT

Các bộ KĐTT thực tế có trở kháng vào hữu hạn. Thường phân biệt trở kháng vào đối với tín hiệu vi sai và trở kháng vào đối với tín hiệu đồng pha. Hình 4.57 cho khái niệm về các dòng lỗi vào và các trở kháng vào tương ứng này.

Với các bộ KĐTT dùng transistor lưỡng cực ở lối vào, trở kháng vào đối với tín hiệu vi sai r_D cỡ vài $M\Omega$ trong khi trở kháng vào đối với tín hiệu đồng pha r_G rất lớn cỡ vài $G\Omega$. Dòng tín hiệu vào được xác định bởi các trở kháng này có trị số vào khoảng vài nA trong khi dòng một chiều có giá trị lớn hơn nhiều chảy qua lối vào của bộ KĐTT. Dòng vào lúc không có tín hiệu là

$$I_V = \frac{I_V^+ - I_V^-}{2}, \text{ còn dòng vào lệch không là}$$

$I_O = |I_V^+ - I_V^-|$. Đối với các bộ KĐTT có transistor lối vào lưỡng cực, dòng vào ban đầu cỡ từ 20 đến 200nA. Còn đối với các bộ KĐTT có lối vào là transistor trường, dòng này chỉ khoảng vài nA.

5. Phản hồi âm trong sơ đồ KĐTT

Xét mạch KĐTT có mắc mạch phản hồi âm với hệ số phản hồi β bên ngoài như hình 4.58. Gọi hệ số khuếch đại của mạch khi có phản hồi là A_f ta có lối ra khi có phản hồi âm là bằng:

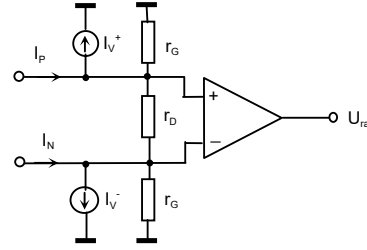
$$\begin{aligned} U_{ra} &= A_D (U_V - \beta U_{ra}) \\ \rightarrow A_f &= \frac{U_{ra}}{U_V} = \frac{A_D}{1 + \beta A_D} = \frac{I}{\beta + \frac{I}{A_D}} \end{aligned}$$

$$\text{Vì } A_D \text{ rất lớn nên: } A_f \approx \frac{I}{\beta} \quad (4.68)$$

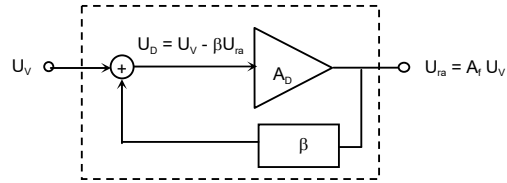
Từ đây rút ra kết luận, hệ số khuếch đại của bộ KĐTT khi mắc mạch phản hồi chỉ được quyết định bởi mạch phản hồi (hệ số β) mà không phụ thuộc vào bản thân bộ KĐTT. Chính tính chất quan trọng này sẽ dẫn tới các sơ đồ ứng dụng phong phú và thiết kế dễ dàng của bộ KĐTT khi coi nó là gần lý tưởng. Như phần sau sẽ thấy, nếu mạch phản hồi là một phân áp điện trở thì ta sẽ có được một bộ khuếch đại tuyến tính, nếu mạch phản hồi là các linh kiện RC ta sẽ có một mạch lọc tần số, nếu mạch phản hồi gồm các phần tử phi tuyến thì ta sẽ nhận được một bộ tạo dạng sóng lối ra tuân theo các hàm số nhất định (bộ tạo hàm), v.v... Bộ KĐTT khi được mắc các mạch phản hồi âm hoặc dương sẽ có các tính chất giống như có ở các bộ khuếch đại thông thường. Thí dụ, phản hồi âm cho một hệ số khuếch đại nhỏ đi so với hệ số khuếch đại hở mạch nhưng lại làm tăng tính ổn định của mạch và mở rộng dải truyền, v.v...

6. Đáp ứng tần số của bộ KĐTT

Thường bộ KĐTT được chế tạo cho nhiều mục đích sử dụng nên để ổn định, người ta thường thiết kế nó có đáp ứng tần số giống như của một bộ lọc tần thấp bậc một có tần số cắt rất thấp như hình 4.59.



Hình 4.57. Sơ đồ tương đương với trở kháng vào vi sai, đồng pha và các dòng vào.



Hình 4.58. Phản hồi với bộ khuếch đại thuật toán.

Hệ số khuếch đại vi sai phức có dạng:

$$\dot{A}_D = \frac{A_D}{1 + j \frac{f}{f_C}} \quad (4.69)$$

Trong đó A_D là giá trị của hệ số khuếch đại ở dải tần số thấp tương ứng với dải thông ở mức 3 dB, f_C là tần số cắt của dải truyền.

Tần số cắt f_C của dải truyền qua khi không có mạch phản hồi âm rất thấp, chỉ cỡ 10 Hz. Ta hãy xác định dải truyền khi có mạch phản hồi mắc vào bộ KĐTT, tức là xác định tần số cắt f_{Cf} khi có phản hồi.

Như trên đã có $A_f = \frac{A_D}{1 + \beta A_D}$ thay A_D bằng giá trị phụ thuộc tần số, ta có:

$$\dot{A}_f(f) = \frac{\dot{A}_D}{1 + \beta \dot{A}_D} = \frac{\frac{A_D}{1 + j \frac{f}{f_C}}}{1 + \beta \frac{A_D}{1 + j \frac{f}{f_C}}} \approx \frac{1/\beta}{1 + j \frac{f}{\beta A_D f_C}} \quad (4.70)$$

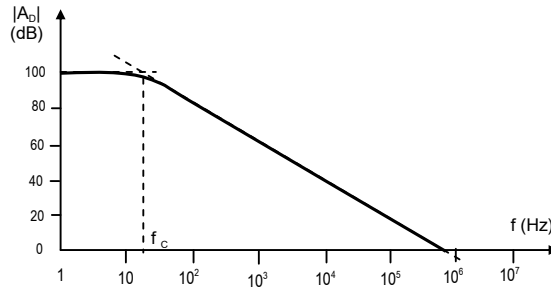
Cho $|\dot{A}_f(f)| = \frac{1}{\sqrt{2}} A_{f \max}$ ta tính được tần số cắt khi có phản hồi như sau:

$$\frac{1/\beta}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{\beta A_D f_C} \right)^2}} \Rightarrow f = \beta A_D f_C \equiv f_{Cf} \quad (4.71)$$

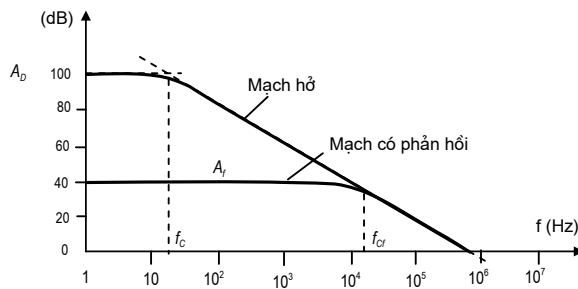
Rõ ràng dải truyền qua khi có phản hồi âm (f_{Cf}) lớn gấp βA_D lần khi chưa có phản hồi (f_C).

Vì $A_f \approx \frac{1}{\beta}$ nên: $A_f f_{Cf} = A_D f_C \equiv f_T = \text{const} \quad (4.72)$

Kết quả trên cho thấy tích của hệ số khuếch đại nhân với bề rộng dải truyền là một số không đổi f_T . Nói cách khác, khi mắc mạch phản hồi với bộ KĐTT nếu chọn hệ số khuếch đại được lợi bao nhiêu thì lại bị thiệt bấy nhiêu về dải truyền qua. Hình 4.60 là kết quả của sự mở rộng dải tần làm việc của bộ KĐTT khi có mạch phản hồi. Đáp ứng tần số của mạch có



Hình 4.59. Đáp ứng tần số điển hình của bộ KĐTT không có mạch phản hồi.



Hình 4.60. Sự mở rộng dải tần làm việc của bộ KĐTT khi có phản hồi âm.

phản hồi được mở rộng ra bao nhiêu lần thì hệ số khuếch đại lại giảm xuống một lượng tương ứng.

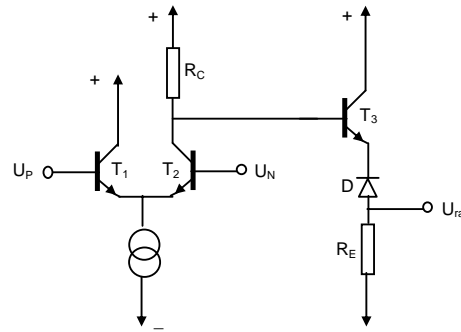
4.6.2. Cấu tạo bên trong của bộ KĐTT

Trong một số trường hợp người thiết kế mạch cần biết cấu trúc bên trong của bộ KĐTT cần dùng. Phần này chỉ trình bày những nét cơ bản nhất của việc thiết kế bên trong bộ KĐTT. Với các thông số đã nêu ở trên, một bộ KĐTT cần có những yêu cầu cơ bản sau:

- Dải tần mở rộng tới 0Hz để cho phép khuếch đại tín hiệu xuống đến một chiều.
- Điện áp lệch không càng nhỏ càng tốt.
- Độ trôi thế và dòng lệch không theo nhiệt độ, điện áp nguồn, v.v... càng nhỏ càng tốt.
- Trở kháng vào cao, trở kháng ra thấp.
- Hệ số khuếch đại lớn.

Muốn có hệ số khuếch đại cao phải ghép một vài tầng khuếch đại. Vì phải đảm bảo khuếch đại một chiều nên phải sử dụng ghép trực tiếp. Điều này dẫn tới phải dùng các sơ đồ dịch mức điện áp giữa lối ra của tầng này và lối vào tầng sau. Để giảm độ trôi lệch không, các tầng lối vào thường phải sử dụng bộ khuếch đại vi sai, các tầng còn lại là khuếch đại không đối xứng để có điện áp lối ra không đối xứng so với điện áp không. Hệ số khuếch đại tại một điểm của sơ đồ giữa phần đối xứng và không đối xứng cần phải đủ lớn để độ trôi điện áp trên lối ra đủ nhỏ do sự gia tăng độ trôi của tầng vào gây nên.

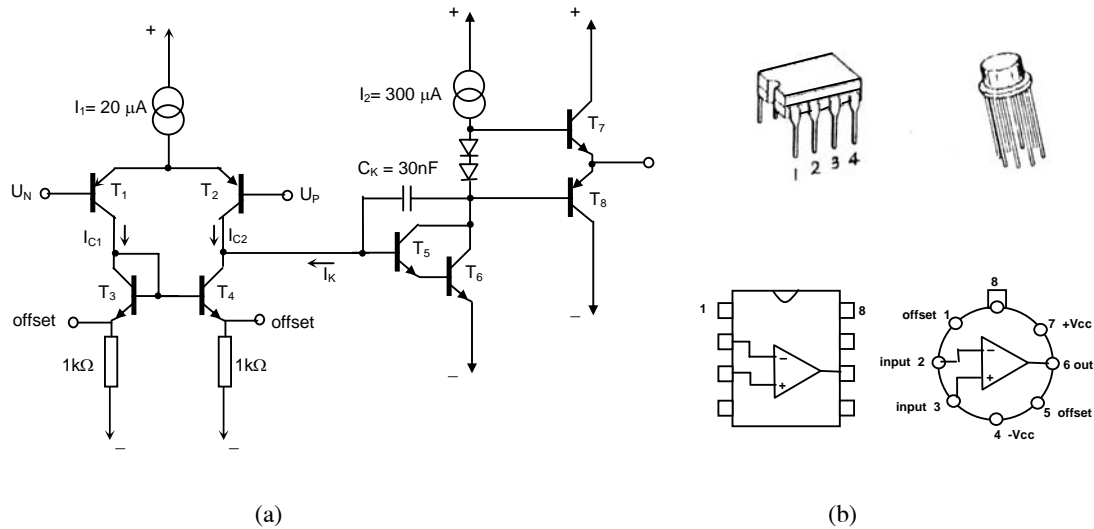
Hình 4.61 là sơ đồ bên trong đơn giản nhất của một bộ KĐTT. Để điểm làm việc của transistor T_2 không rơi vào miền bão hoà khi khuếch đại tín hiệu thì thế trên collector khi không có tín hiệu phải bằng $V^+/2$. Trị số thế lối ra khi không có tín hiệu phải bằng 0. Diode D có điện áp ổn định bằng $V^+/2 - 0,6V$ đảm bảo việc dịch mức điện áp. Nếu tín hiệu đồng pha lối vào bằng không thì khi lựa chọn đúng các thông số của sơ đồ, điện thế collector của T_2 có thể biến đổi từ 0 đến V^+ . Dải biến đổi của điện áp ra bộ khuếch đại khi đó vào khoảng $\pm V^+/2$. Khi xuất hiện tín hiệu vào đồng pha dương, dải biến động của điện áp ra giảm đến trị số tương ứng với tín hiệu này trong miền âm.



Hình 4.61. Sơ đồ KĐTT đơn giản nhất.

Hình 4.62 là sơ đồ nguyên lý đã được đơn giản hoá của bộ KĐTT rất phổ biến là loại $\mu A-741$. Thực sự, bộ KĐTT $\mu A-741$ gồm 20 transistor và điện trở, tụ điện được tích hợp trên một đơn tinh thể bán dẫn và được đóng vỏ với 8 chân tín hiệu (vỏ gốm, nhựa hình chữ nhật hay vỏ kim loại hình tròn như hình 4.62.b. Tầng vào là bộ khuếch đại vi sai T_1, T_2 . Nguồn dòng T_4 giữ vai trò là điện trở gánh cho T_2 . Transistor T_3 kết hợp với T_4 tạo thành "gương dòng điện". Do đó dòng ra của tầng vào có thể được tính bằng: $I_K = I_{C1} - I_{C2}$. Nhờ tầng khuếch đại vi sai này mà các tín hiệu vào đồng pha và các tín hiệu dòng collector đồng pha được suy giảm đáng kể. Các cực emitter của T_3 và T_4 được

dẫn ra bên ngoài 2 chân 5 và 8 của vi mạch. Chúng được sử dụng để điều chỉnh điểm lệch không bằng việc nối với 2 đầu của một biến trở, đầu giữa biến trở được nối xuống nguồn $-V_{CC}$. Tầng thứ hai của bộ KĐTT gồm các transistor T_5 và T_6 , tầng này mắc theo sơ đồ emitter chung và nguồn dòng đóng vai trò là trở gánh. Tụ C_K dùng để hiệu chỉnh đặc tính tần số. Các transistor T_7 và T_8 là tầng lối ra, được mắc theo sơ đồ bộ lặp cực phát kiểu bù với dòng tĩnh nhỏ, đầu đẩy kéo ở chế độ AB.

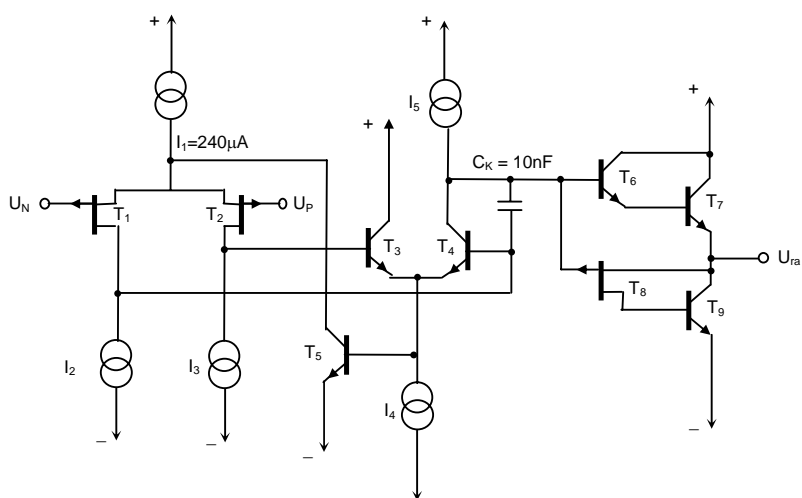


Hình 4.62. Sơ đồ nguyên lý đơn giản hoá của $\mu A-741$.

Các transistor ở tầng vào được thiết kế làm việc với dòng collector cỡ $10\mu A$. Hồ dẫn S lúc này cỡ $0,4 \text{ mA/V}$. Hồ dẫn của cả tầng vi sai bằng khoảng một nửa mức này. Trong sơ đồ thực vì mỗi transistor vào lại gồm 2 transistor đồng nhất mắc nối tiếp nên trị số này còn giảm đi một nửa nữa. Nhưng nhờ sơ đồ gương dòng điện nên trị số đó lại tăng lên gấp đôi. Nói chung tổng hồ dẫn tầng vào cỡ $0,2 \text{ mA/V}$. Với các giá trị dòng tĩnh đã cho, trở kháng gánh tương đương của mạch được tính bằng cỡ $2 \text{ M}\Omega$. Do đó hệ số khuếch đại của tầng vào cỡ bằng 400. Hồ dẫn tầng khuếch đại tiếp theo với dòng $300 \mu A$ tương ứng với giá trị 6 mA/V . Với trở kháng gánh tầng ra $2 \text{ k}\Omega$ ta có hệ số khuếch đại tầng này cỡ 450. Vậy hệ số khuếch đại của toàn bộ KĐTT là $A_D = 400 \times 450 = 1,8 \cdot 10^5$.

Khi cần có dòng dò lối vào nhỏ, trở kháng vào lớn người ta thường sử dụng các bộ KĐTT có tầng lối vào bằng các transistor trường. Hình 4.63 là sơ đồ đơn giản hoá của bộ KĐTT LF-356 dùng các transistor trường JFET ở lối vào. Hệ số khuếch đại của vi mạch này cũng tương đương với vi mạch trước.

Bảng 4.1 dưới đây cho các thông số điển hình của 2 bộ KĐTT thông dụng: loại $\mu A-741$ sử dụng transistor lưỡng cực ở đầu vào và loại LF-356 dùng transistor trường JFET ở đầu vào.



Hình 4.63. Sơ đồ đơn giản hoá của vi mạch LF-356.

Bảng 4.1.

Thông số	Ký hiệu	μA-741	LF-356
Hệ số khuếch đại vi sai	A_D	10^5	10^5
Hệ số suy giảm tín hiệu đồng pha	G	$3 \cdot 10^4$	10^5
Dải thông mạch hở	f_C	10 Hz	50 Hz
Tích hệ số khuếch đại - dải thông	f_T	1 MHz	5 MHz
Trở kháng vi phân lối vào	r_D	$10^6 \Omega$	$10^{12} \Omega$
Trở kháng đồng pha lối vào	r_G	$10^9 \Omega$	$10^{14} \Omega$
Dòng vào khi không có tín hiệu	I_{V0}	80 nA	30 nA
Thế offset	U_0	1 mV	3 mV
Độ trôi thế offset	$\Delta U_0 / ^\circ C$	$6 \mu V / ^\circ C$	$5 \mu V / ^\circ C$
Hệ số suy giảm sự biến đổi điện áp nguồn	$\Delta U_0 / \Delta U_{CC}$	$15 \mu V / V$	$10 \mu V / V$
Miền suy giảm tín hiệu đồng pha	U_{Gmax}	$\pm 13 V$	$+15 V, -12 V$
Miền khuếch đại điện áp ra	U_{ramax}	$\pm 13 V$	$\pm 13 V$
Dòng lối ra cực đại	I_{ramax}	$\pm 20 mA$	$\pm 20 mA$
Trở kháng ra	r_{ra}	1 kΩ	50 Ω
Dòng tiêu thụ	I_{CC}	1,7 mA	5 mA

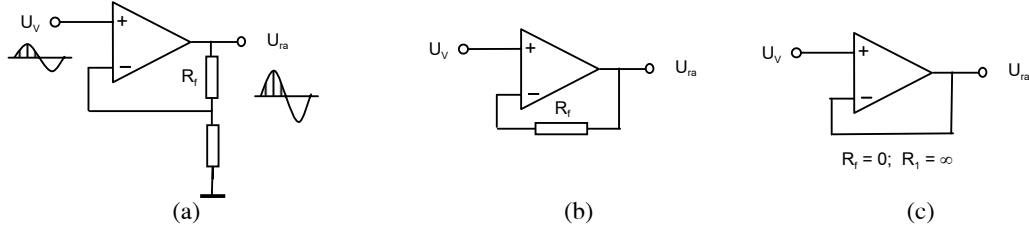
4.6.3. Các sơ đồ cơ bản dùng phản hồi âm của bộ KĐTT

Các sơ đồ khuếch đại dùng bộ KĐTT thường dùng mạch phản hồi âm vì với mạch hở (không có phản hồi) hoặc phản hồi dương, chỉ cần một điện áp vào chênh lệch rất nhỏ cỡ mV đã dẫn tới lối ra rơi vào miền bão hoà không khuếch đại được. Trong một số trường hợp đặc biệt, người ta cũng có dùng phản hồi dương nhưng lượng phản hồi âm phải được thiết kế sao cho luôn lớn hơn lượng phản hồi dương. Tuỳ thuộc vào điện áp cần khuếch đại được đưa tới lối vào thuận hay lối vào đảo mà ta có một trong hai sơ đồ cơ bản: khuếch đại không đảo và khuếch đại đảo.

1. Sơ đồ khuếch đại không đảo

Sơ đồ cơ bản được chỉ ra trên hình 4.64.a với thế lối ra cùng pha với thế lối vào. Hình 4.64.b và 4.64.c là hai trường hợp đặc biệt của bộ khuếch đại không đảo khi $R_I = \infty$. Lúc này ta có bộ

khuyến đại lặp lại với phản hồi âm 100% và hệ số khuyến đại thế bằng 1. Giống như bộ khuyến đại lặp lại emitter của transistor, sơ đồ này có trở kháng vào rất cao, trở kháng ra thấp nên hay được dùng làm các tầng đệm phối hợp trở kháng giữa tầng trước có trở ra cao và tầng sau có trở vào thấp.



Hình 4.64. Bộ khuyến đại không đảo.

- Ta hãy tính hệ số khuyến đại của sơ đồ trong trường hợp bộ KĐTT là lý tưởng.

Hệ số phản hồi β ở đây bằng: $\beta = \frac{R_i}{R_i + R_f}$

Do vậy hệ số khuyến đại có phản hồi bằng:

$$A_f = \frac{1}{\beta} = \frac{R_i + R_f}{R_i} = 1 + \frac{R_f}{R_i} \quad (4.73)$$

Với các bộ KĐTT thực có thể tính chính xác hơn:

$$U_{ra} = A_D(U_D - U_0) + A_G U_G \quad \text{nếu } U_0 = 0 \text{ thì } U_G = U_V$$

$$U_{ra} = A_D U_D + A_G U_V$$

thay $U_D = U_V - \beta U_{ra}$ ta có:

$$U_{ra} = A_D(U_V - \beta U_{ra}) + A_G U_V \rightarrow U_{ra}(1 + \beta A_D) = U_V(A_D + A_G)$$

$$\text{Vậy: } A_f = \frac{U_{ra}}{U_V} = \frac{A_D + A_G}{1 + \beta A_D} = \frac{1 + \frac{1}{G}}{\frac{1}{A_D} + \beta} \quad (4.74)$$

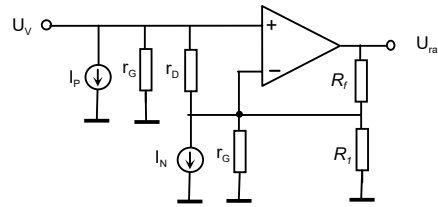
Nếu $G \gg 1$ và $A_D \gg 1$ thì ta lại có kết quả như trường hợp vừa tính cho bộ KĐTT lý tưởng.

- Để xác định trở kháng vào cần thay thế sơ đồ như hình 4.65. Nhờ có phản hồi mà có một điện áp rất nhỏ đặt lên trở kháng vào vì sai r_D :

$$U_D = \frac{U_{ra}}{A_D} = \frac{U_V}{\beta A_D}$$

Như vậy là chỉ có dòng $U_V / \beta A_D r_D$ chảy qua điện trở này. Rõ ràng trở kháng vi phân lối vào nhờ có phản hồi âm mà đã được tăng lên βA_D lần. Ta có công thức với tổng trở vào:

$$r_V = \frac{\Delta U_V}{\Delta I_V} = \beta A_D r_D // r_G \approx r_G \quad (4.75)$$

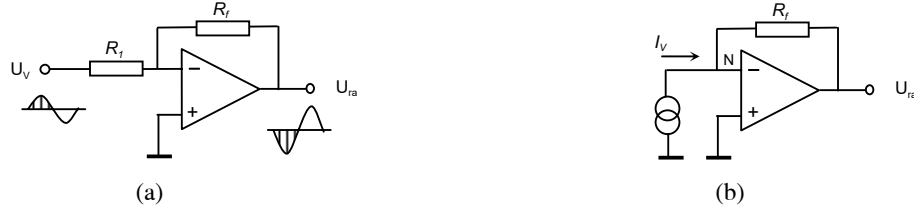


Hình 4.65. Sơ đồ bộ khuyến đại không đảo có tính đến trở kháng vào.

Ngay cả với các bộ KĐTT thông thường dùng transistor lưỡng cực thì trở này cũng đã vượt quá $10^9 \Omega$ nhưng nhớ rằng đây là trở đối với tín hiệu xoay chiều biến thiên nhỏ trong khi trị trung bình của dòng vào một chiều thì lớn hơn nhiều.

2. Sơ đồ khuếch đại đảo

Sơ đồ cơ bản được chỉ ra trên hình 4.66.a với thế lối ra ngược pha với thế lối vào.



Hình 4.66. Sơ đồ khuếch đại có đảo cơ bản (a) và sơ đồ biến đổi dòng thành thế (b).

Để tính hệ số khuếch đại thế ta sử dụng quy tắc được phát biểu như sau: *do có phản hồi âm; với độ chính xác đủ cao, trong miền khuếch đại tuyến tính bộ KĐTT đảm bảo biến thiên sao cho điện áp hai lối vào U_P và U_D luôn bằng nhau.* Trong sơ đồ này lối vào không đảo được nối với điểm không, điểm đất ($U_P = 0$) nên theo quy tắc trên giá trị của U_N cũng luôn bằng 0 trong miền khuếch đại mặc dù điểm N không được nối với điểm đất. Vì thế điểm N của lối vào đảo thường được gọi là *điểm đất ảo*. Viết phương trình Kirchhoff cho điểm nút N trong trường hợp coi bộ KĐTT là lý tưởng (dòng vào bằng 0):

$$\frac{U_V}{R_I} + \frac{U_{ra}}{R_f} = 0 \quad \rightarrow \quad A_f = \frac{U_{ra}}{U_V} = -\frac{R_f}{R_I} \quad (4.76)$$

Trong trường hợp bộ KĐTT là thực, trị số U_N khác không và bằng $U_N = -U_{ra} / A_D$. Khi đó:

$$A_f = \frac{-(1 - \beta)A_D}{1 + \beta A_D} \quad (4.77)$$

Khi $\beta A_D \gg 1$ ta lại có giá trị hệ số khuếch đại trong trường hợp lý tưởng. Như vậy độ sai lệch so với trường hợp lý tưởng được xác định bởi hệ số βA_D .

Trở kháng vào của sơ đồ khuếch đại đảo có trị số gần bằng R_I .

Hình 4.66.b là trường hợp đặc biệt ứng dụng sơ đồ khuếch đại đảo để biến đổi đại lượng dòng điện ở lối vào thành đại lượng điện áp ở lối ra bộ KĐTT. Đây là mạch phản hồi âm điện áp - song song. Có thể tính hệ số truyền đạt của mạch như sau:

$$U_D = R_f I_V + U_{ra} = U_N = 0 \quad \text{do đó:} \quad U_{ra} = -R_f I_V \quad (4.78)$$

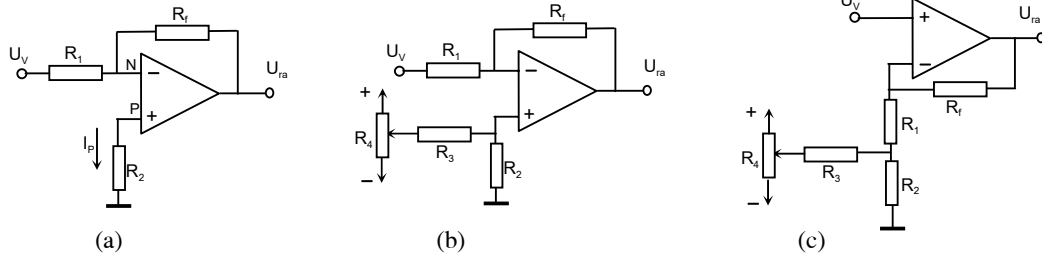
4.6.3. Các biện pháp bù lệch không của bộ KĐTT

Khi dùng bộ KĐTT để khuếch đại các tín hiệu một chiều có trị số nhỏ thì phải tính đến thế vào lệch không và hiện tượng trôi điểm không. Các dòng điện tĩnh ở hai lối vào bộ KĐTT thường gần bằng nhau và thường được cho giá trị trung bình trong các tài liệu kỹ thuật. Các dòng này gây nên sụt áp trên các lối vào. Do sự khác nhau của các điện trở lối vào mà các sụt áp này cũng khác nhau gây nên hiệu điện thế của chúng là *điện áp lệch không* khác 0. Vì vậy trong các sơ đồ thực tế cần

phải thiết kế sao cho điện áp lệch không này càng nhỏ càng tốt. Thí dụ, trong sơ đồ khuếch đại đảo ở hình 4.67.a, điểm P của lối vào thuận không được nối trực tiếp xuống đất mà thường được nối qua một điện trở R_2 có giá trị được tính sao cho bằng giá trị điện trở vào trên lối vào đảo. Nghĩa là chọn

sao cho: $R_2 = R_I // R_f = \frac{R_I R_f}{R_I + R_f}$. Lúc này dòng tĩnh gây ra trên hai đầu vào các sụt áp tương ứng

là $I_N(R_I // R_f)$ và $I_P(R_I // R_f)$ bằng nhau.



Hình 4.67. Các sơ đồ bù điện áp lối vào lệch không.

Trên lối vào bộ KĐTT còn có thêm điện áp đồng pha $U_G = I_t(R_I // R_f)$ với $I_t = \frac{I_P + I_N}{2}$.

Điện áp lệch không còn gây ra trên lối ra bộ KĐTT một sai số. Có thể tính sai số này dựa vào phương trình dòng điện cho nút N.

$$\frac{U_V - U_0}{R_I} + \frac{U_{ra} - U_0}{R_f} = 0 \rightarrow U_{ra} = -\frac{R_f}{R_I} U_V + \left(1 + \frac{R_f}{R_I}\right) U_0$$

Từ đó có sai số điện áp lệch không bằng:

$$U_{ra0} = \left(1 + \frac{R_f}{R_I}\right) U_0 \quad (4.79)$$

Rõ ràng hệ số khuếch đại $A_f = R_f / R_I$ của mạch càng lớn, sai số này càng lớn.

Trong thực tế người ta thường dùng các sơ đồ bù điện hình như hình 4.67.b và 4.67.c trong đó việc chỉnh giá trị của biến trở R_4 cho phép bù chính xác thế lệch không. Các sơ đồ này không những cho phép bù thế lệch không mà trong một số trường hợp đặc biệt có thể chỉnh điện áp ra ban đầu đến một giá trị cần thiết khác.

4.6.5. Các sơ đồ mạch ứng dụng bộ KĐTT

Như trên đã nói, do tính chất đặc biệt của bộ KĐTT nên bằng việc mắc các mạch phản hồi âm khác nhau vào sẽ cho ta các mạch điện ứng dụng khác nhau. Dưới đây trình bày một số mạch ứng dụng đó với tính toán coi bộ KĐTT là lý tưởng.

1. Mạch lấy tổng đại số (cộng / trừ)

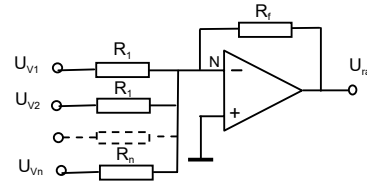
Sơ đồ mạch như trên hình 4.68. Sử dụng quy tắc dòng điện tại nút N ta có thể tính được thế lối ra như sau.

$$\frac{U_{v1}}{R_1} + \frac{U_{v2}}{R_2} + \dots + \frac{U_{vn}}{R_n} + \frac{U_{ra}}{R_f} = 0$$

$$U_{ra} = \left(\frac{R_f}{R_1} U_{v1} + \frac{R_f}{R_2} U_{v2} + \dots + \frac{R_f}{R_n} U_{vn} \right) \quad (4.80)$$

Nếu chọn $R_1 = R_2 = \dots = R_n \equiv R$ ta có:

$$U_{ra} = \frac{R_f}{R} (U_{v1} + U_{v2} + \dots + U_{vn}) \quad (4.81)$$



Hình 4.68. Mạch lấy tổng.

2. Mạch khuếch đại trừ (sơ đồ vi sai)
Sơ đồ mạch khuếch đại trừ như hình 4.69. Ta sẽ chứng minh thế lối ra U_{ra} tỷ lệ với hiệu của hai thế lối vào U_{v2} và U_{v1} .

Ta có: $U_{ra} = k_1 U_{v1} + k_2 U_{v2}$ với k_1 và k_2 là các hệ số khuếch đại riêng của từng tín hiệu vào.

Khi $U_{v2} = 0$, tín hiệu U_{v1} được khuếch đại theo kiểu đảo:

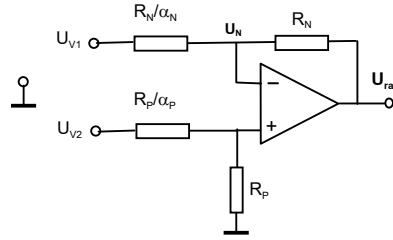
$$U_{raN} = -\alpha_N U_{v1} \rightarrow k_1 = -\alpha_N$$

Khi $U_{v1} = 0$, tín hiệu U_{v2} được khuếch đại theo kiểu không đảo với hệ số khuếch đại bằng $1 + \frac{R_N \alpha_N}{R_N}$ nhưng tín hiệu này còn bị qua bộ phân áp gồm R_p/α_p và R_p nên:

$$U_{raP} = U_{v2} \frac{R_p}{R_p + \frac{R_p}{\alpha_p}}$$

$$\text{Vậy: } U_{ra} = U_{raN} + U_{raP} = \left[\frac{\alpha_p}{1 + \alpha_p} (1 + \alpha_N) \right] (U_{v2} - U_{v1}) \quad (4.82)$$

$$\text{Trường hợp đặc biệt khi } \alpha_N = \alpha_p \equiv \alpha \rightarrow U_{ra} = \alpha (U_{v2} - U_{v1}) \quad (4.83)$$

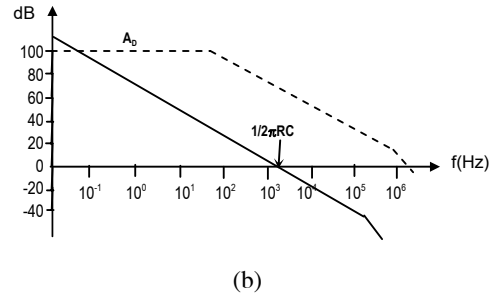
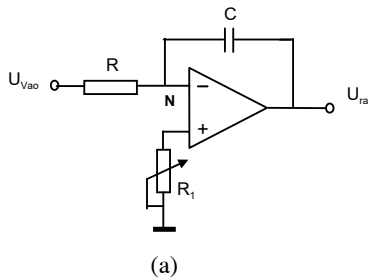


Hình 4.69. Mạch khuếch đại trừ.

3. Mạch tích phân

Có một vài sơ đồ cho phép tín hiệu lối ra tỷ lệ với tích phân theo thời gian của tín hiệu vào.

- Sơ đồ tích phân đảo: như trình bày trên hình 4.70.a.



Hình 4.70. Mạch tích phân đảo và đặc trưng tần số.

Phương trình cho dòng điện tại nút N :

$$I_V + I_C = 0 \quad \text{hay} \quad \frac{U_V}{R} + C \frac{dU_{ra}}{dt} = 0$$

$$\text{Từ đó có: } U_{ra} = -\frac{1}{RC} \int U_V(t) dt = -\frac{1}{RC} \int_0^T U_V(t) dt + U_{ra}(t=0) \quad (4.84)$$

Trong đó: T là thời gian lấy tích phân, $U_{ra}(t=0)$ là thế lối ra tại thời điểm bắt đầu lấy tích phân (điều kiện đầu).

Dòng và thế vào lệch không cũng như dòng dò tĩnh qua tụ C ảnh hưởng đáng kể tới lối ra của mạch tích phân. Khi chưa lấy tích phân, dòng và các thăng giáng lối vào gây nên hiện tượng trôi thế lối ra và trong thời gian đủ lớn có thể lệch đến tận thế ra cực đại. Để giảm ảnh hưởng này có thể tăng giá trị của tụ C , chọn có vật liệu cách điện tốt, v.v.... Còn giảm dòng tĩnh lối vào bằng kỹ thuật sơ đồ: không nối trực tiếp lối vào thuận với đất mà nối qua một biến trở R_I . Điều chỉnh chính xác giá trị R_I bằng trở vào bên lối vào đảo (bằng trở $R//$ trở dò qua $C//$ trở vào bộ KĐTT $\approx R$).

Đồ thị Bode đặc tuyến tần số của bộ tích phân điển hình như hình 4.70.b trong đó hằng số tích phân $\tau = RC = 100 \mu s$. Đó là đường dốc 20 dB/decad với hệ số khuếch đại cực đại của mạch phản hồi cỡ 600 lần, như vậy có thể đảm bảo độ chính xác của phép tích phân đến $1/600 \approx 0,2\%$.

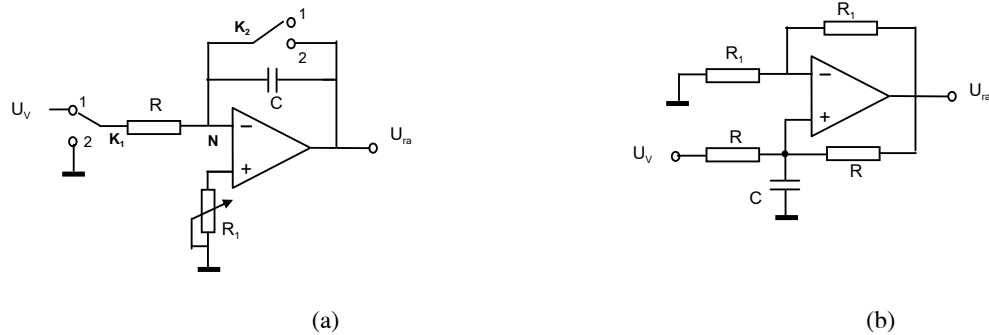
Thường điều kiện đầu được chọn bằng 0. Trong trường hợp đó, mạch lấy tích phân được thiết kế thêm vào các khoá K_I và K_2 như sơ đồ hình 4.71.a. Khi chưa lấy tích phân các khoá ở vị trí 1, thế lối ra bằng 0. Các khoá được chuyển sang vị trí 2 khi bắt đầu lấy tích phân. Sơ đồ này tránh được hiện tượng tích phân (tích lũy) các điện áp thăng giáng trôi ở lối vào bộ KĐTT khi chưa lấy tích phân.

Sơ đồ tích phân không đảo được trình bày trên hình 4.71.b. Viết phương trình dòng điện cho điểm nút P :

$$\frac{U_V - U_P}{R} + \frac{U_{ra} - U_P}{R} - \frac{C dU_P}{dt} = 0$$

$$\text{Theo sơ đồ thì } U_N = \frac{U_{ra}}{2} \text{ và } U_P = U_N \text{ nên: } U_{ra} = \frac{2}{RC} \int U_V(t) dt \quad (4.85)$$

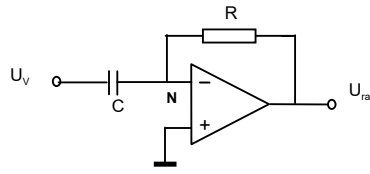
Thực chất sơ đồ này là một mạch tích phân RC được ghép với một bộ KĐTT có phẩm chất cao



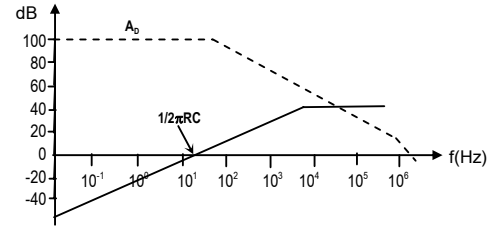
Hình 4.71. Sơ đồ mạch tích phân có khoá đặt lại (reset) và tích phân không đảo.

4. Mạch vi phân

Sơ đồ mạch vi phân được cho trên hình 4.72.a. Viết phương trình dòng điện cho nút N ta có:



(a)



(b)

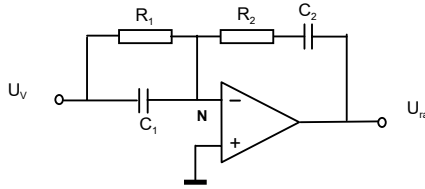
Hình 4.72. Sơ đồ mạch vi phân và đặc trưng tần số.

$$U_V = \frac{Q}{C} = \frac{1}{C} \int I_C dt \text{ nhưng } I_C = -I_R = -\frac{U_{ra}}{R}$$

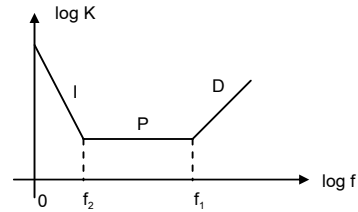
$$\text{nên: } U_{ra} = -RC \frac{dU_V}{dt} \quad (4.86)$$

Đặc trưng biên độ - tần số (đồ thị Bode) theo thang lô-ga-rit là một đường thẳng với độ dốc +20 dB trên một decade.

5. Mạch điều khiển PID: là một mạch hay được dùng trong kỹ thuật điều khiển nhằm tăng tính ổn định của hệ thống trong một dải tần rộng. Lối ra của mạch này được thiết kế tỷ lệ với lối vào với các hệ số tỷ lệ (Proportional), tích phân (Integration) và vi phân (Diffrentiation) khác nhau. Hình 4.73.a là một trong những sơ đồ mạch PID.



(a)



(b)

Hình 4.73. Sơ đồ mạch PID (a) và đặc trưng tần số của nó (b).

Viết phương trình dòng điện cho nút N :

$$\frac{U_V}{R_1} + C_1 \frac{dU_V}{dt} + I_2 = 0$$

Phương trình điện áp trên nhánh ra:

$$U_{ra} = R_2 I_2 + \frac{1}{C_2} \int I_2 dt$$

$$\text{Ta có: } U_{ra} = -\left(\frac{U_{ra}}{R_1} + C_1 \frac{dU_{ra}}{dt}\right) R_2 - \frac{1}{C_2} \int \left(\frac{U_V}{R_1} + C_1 \frac{dU_V}{dt}\right) dt$$

$$\text{Hay} \quad -U_{ra} = \left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2} \right) U_V + \frac{1}{R_1 C_2} \int U_V dt + R_2 C_1 \frac{dU_V}{dt} \quad (4.87)$$

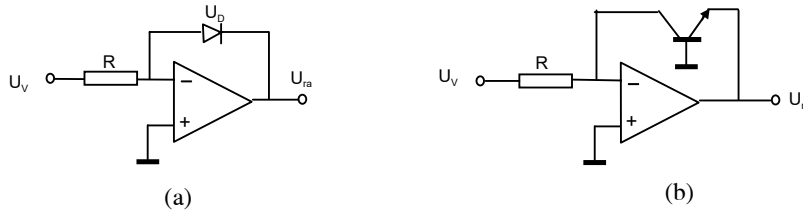
Nhìn vào biểu thức (4.87) ta thấy, ở tần số thấp $\omega \ll \omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2}$ mạch có tính chất như một bộ tích phân, ở tần số cao $\omega \gg \omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}$ mạch có tính chất như một bộ vi phân, còn trong dải tần $\omega_2 < \omega < \omega_1$ mạch giống bộ khuếch đại thông thường. Do vậy đáp ứng tần số của mạch có dạng như hình 4.73.b.

6. Mạch khuếch đại lô-ga-rit

Nhờ có việc mắc một diode (hoặc transistor) vào mạch phản hồi của bộ KĐTT mà sơ đồ mạch như hình 4.74.a và 4.74.b cho phép điện áp lối ra tỷ lệ với lô-ga-rit của điện áp vào.

Ta biết rằng dòng chạy qua diode I_D và điện áp đặt lên nó U_D có mối quan hệ:

$$I_D = I_S (e^{U_D / U_T} - 1)$$



Hình 4.74. Sơ đồ mạch khuếch đại lô-ga.

Trong đó I_S là dòng ban đầu bằng dòng ngược và $U_T \approx 25,5$ mV ở nhiệt độ phòng gọi là thế nhiệt. Nếu $I_D \gg I_S$ thì:

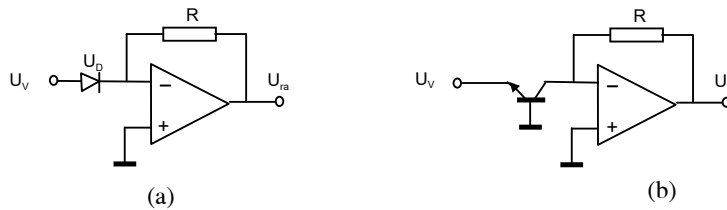
$$I_D \approx I_S e^{U_D / U_T} \quad \text{hay} \quad U_D = U_T \ln \left(\frac{I_D}{I_S} \right)$$

Nhưng N là đất ảo nên $U_{ra} = U_D$, ta có:

$$\frac{U_{vào}}{R} = -I_D = -I_S e^{U_{ra} / U_T} \quad \rightarrow \quad U_{ra} = -U_T \ln \left(\frac{U_{vào}}{R I_S} \right) \quad (4.88)$$

7. Mạch đối lô-ga-rit (mạch lấy hàm e mũ):

Do phép lấy e mũ là phép ngược của phép lấy lô-ga nên trong sơ đồ trên ta chỉ việc tráo vị trí của diode hoặc transistor và điện trở là có mạch đối lô-ga như hình 4.75.a và 4.75.b.



Hình 4.75. Sơ đồ mạch khuếch đại đối lô-ga.

Lý luận tương tự như trên ta sẽ có:

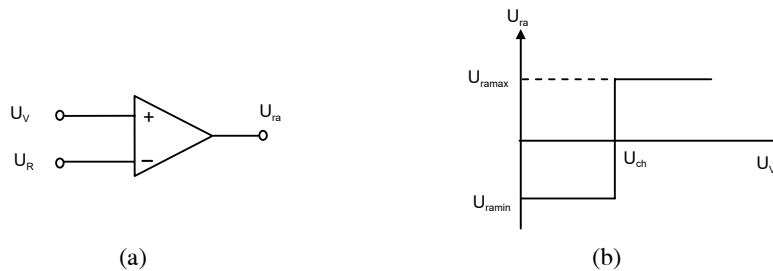
$$U_{ra} = RI_D = RI_S e^{U_D/U_T} \quad (4.89)$$

8. Các mạch so sánh tín hiệu tương tự

Mạch so sánh có nhiệm vụ so sánh một điện áp vào tương tự U_v với một điện áp chuẩn U_{ch} . Điện áp ra của mạch so sánh sẽ ở mức thế thấp hoặc cao tùy vào mối tương quan giữa điện áp vào và điện áp chuẩn. Nếu dùng bộ KĐTT để lắp mạch so sánh thì mức thấp và cao của nó chính là mức điện áp lối ra bão hoà U_{ramin} và U_{ramax} gần 2 mức điện áp nguồn cung cấp $-V_{CC}$ và $+V_{CC}$.

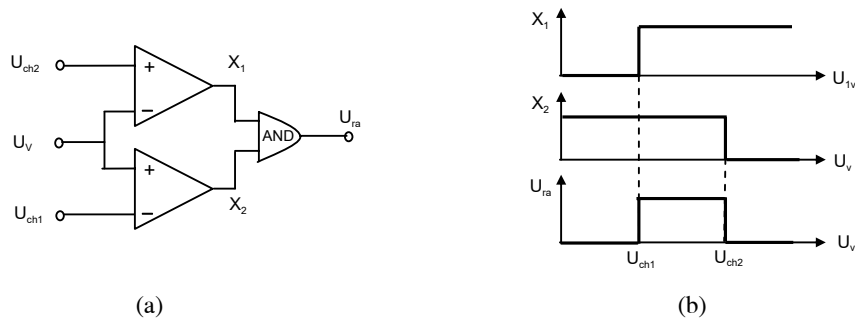
- **So sánh một ngưỡng:** căn cứ vào đặc tuyến truyền đạt của bộ KĐTT, về nguyên tắc có thể dùng nó làm một mạch so sánh do chỉ một chênh lệch rất nhỏ giữa 2 thế lối vào U_P và U_N (cỡ mV) cũng gây nên một bước nhảy ra ngoài vùng khuếch đại tuyến tính và tới một trong hai ngưỡng U_{ramin} hoặc U_{ramax} . Hình 4.76.a là bộ KĐTT dùng như một bộ so sánh và đặc tuyến truyền đạt của nó với sự sai khác giữa U_v và U_{ch} lớn.

Tốc độ chuyển mạch của bộ so sánh (từ U_{ramin} sang U_{ramax} hoặc ngược lại) phụ thuộc vào việc các transistor trong IC thoát ra khỏi miền bão hoà nhanh hay chậm. Tốc độ này gọi là tốc độ tăng trưởng và tùy thuộc vào công nghệ chế tạo và được đo bằng đơn vị V/ μ s.



Hình 4.76. Bộ KĐTT như một bộ so sánh (a) và đặc tuyến truyền đạt (b).

- **So sánh hai ngưỡng:** cho phép thế lối ra chỉ thị hai trường hợp khi thế lối vào lớn hơn một mức điện áp chuẩn hay bé hơn một mức điện áp chuẩn khác. Sơ đồ điển hình của nó cho trên hình 4.77.

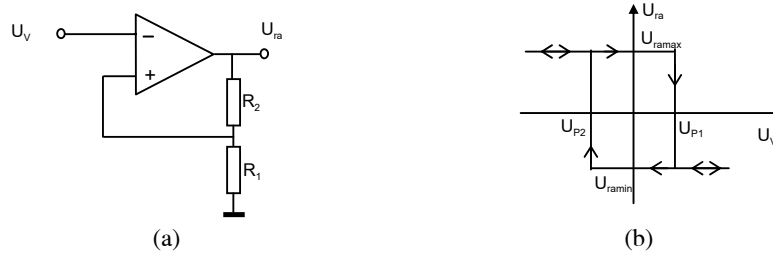


Hình 4.77. Bộ so sánh hai ngưỡng (a) và đặc tuyến truyền đạt (b).

Sơ đồ sử dụng 2 bộ KĐTT và một mạch logic số AND. Mạch số AND có chức năng: lối ra chỉ ở mức thế cao khi và chỉ khi cả 2 thế lối vào ở mức cao.

Ta có chức năng của toàn mạch như biểu thức sau: U_{ra} ở mức thế cao khi $U_{ch1} < U_v < U_{ch2}$, U_{ra} ở mức thế thấp trong các trường hợp còn lại.

- **Trigơ smith**: là một bộ so sánh có 2 mức chuyển mạch không trùng nhau mà khác nhau một giá trị nào đó gọi là độ trễ. Sơ đồ một trigơ Smith đảo được trình bày như hình 4.78.a trong đó có một mạch phản hồi dương qua phân áp R_1, R_2 .



Hình 4.78. Trigơ Smith (a) và đặc tuyến truyền đạt (b).

Khi $U_{ra} = U_{ra\max}$ thì thế ở điểm P bằng: $U_{P1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{ra\max}$

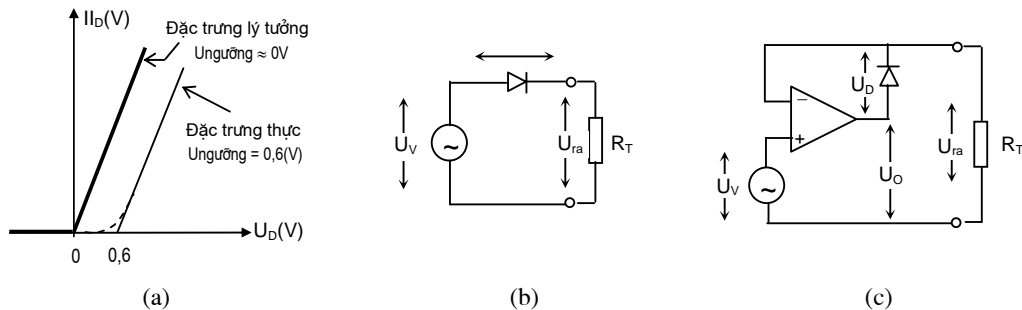
Nếu U_v tiến tới $U_{ra\max}$ nhưng vẫn nhỏ hơn thì thế U_{ra} vẫn không đổi. Nhưng khi $U_v \geq U_{P1}$ thì thế lối ra nhảy xuống mức $U_{ra\min}$. Quá trình này xảy ra rất nhanh vì có phản hồi dương. Thế tại điểm P lúc này bằng: $U_{P2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{ra\min}$

Nếu muốn thế lối ra trở về $U_{ra\max}$ thì phải cho thế lối vào giảm xuống đến khi $U_v \leq U_{P2}$. Vậy như hình 4.78.b ta thấy có một vòng trễ chuyển mạch trong hệ là:

$$\Delta U_v = U_{P1} - U_{P2} = \frac{R_1(U_{ra\max} - U_{ra\min})}{R_2} \quad (4.93)$$

9. Mạch diode lý tưởng và chỉnh lưu nửa chu kỳ chính xác

Một diode thông thường không thể chỉnh lưu chính xác được các sóng có biên độ nhỏ hơn mức thông của diode (thí dụ, là 0,6 V với diode Silic). Muốn chỉnh lưu được các sóng có biên độ nhỏ cỡ mV phải có một diode lý tưởng có đặc trưng V-A đã tuyến tính hoá như hình 4.79.a, trong đó mức thông của diode (mức ngưỡng) được dịch về gần 0V. Mạch chỉnh lưu chính xác được dùng trong các máy đo lường, trong các bộ tách sóng. Dùng bộ KĐTT kết hợp với một diode thông thường có thể cho một sơ đồ tách sóng lý tưởng. Hãy so sánh 2 mạch: chỉnh lưu nửa chu kỳ thông thường với 1 diode (hình 4.79.b) và chỉnh lưu có dùng bộ KĐTT (hình 4.79.c).



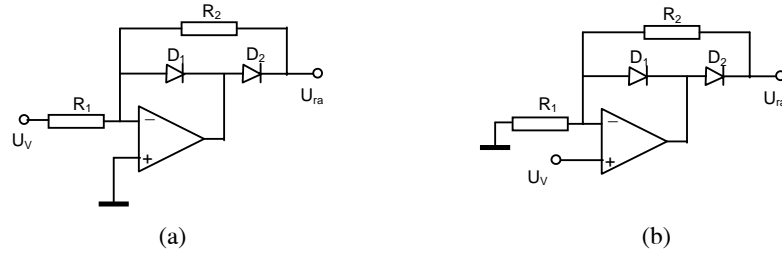
Hình 4.79. Đặc trưng V-A của diode lý tưởng (a), mạch chỉnh lưu diode thường (b) và mạch chỉnh lưu chính xác với sơ đồ diode lý tưởng (c).

Với mạch chỉnh lưu thường (hình 4.79.a) ta có: $U_{ra} = U_V - U_D$, thế $U_{\text{vào}}$ phải lớn hơn mức ngưỡng là mức thông của diode khi được phân cực thuận U_{Dt} (thí dụ, 0,6V) thì U_{ra} mới lớn hơn 0.

Với mạch hình 4.79.c, ta có: $U_0 = U_{Dt} + U_{ra} = A_D (U_V - U_{ra})$

$$\rightarrow U_{ra} \approx U_V - U_{Dt} / A_D \quad (4.91)$$

Rõ ràng với sơ đồ diode lý tưởng, mức ngưỡng giảm đi A_D lần. Vì hệ số khuếch đại của bộ KĐTT rất lớn (hàng trăm ngàn lần) nên mức này có thể giảm xuống đến mV và do đó sơ đồ cho phép chỉnh lưu (tách sóng) các tín hiệu vào nhỏ tới mV chứ không phải trên 600 mV như bình thường. Sơ đồ hình 4.80.a là mạch chỉnh lưu nửa chu kỳ chính xác kiểu đảo. Hình 4.80.b. là sơ đồ chỉnh lưu chính xác kiểu không đảo.



Hình 4.80. Sơ đồ chỉnh lưu chính xác kiểu đảo (a) và không đảo (b).

- Khi tín hiệu vào âm, $U_V < 0$ thì diode D_1 thông, D_2 cấm, ta có:

$$U_{ra} = -U_V \frac{R_2}{R_1}$$

Theo sơ đồ ta thấy điện áp lối vào đảo của bộ KĐTT là:

$$U_N = U_V \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{ra} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{U_{Dt1}}{A_D} = 0$$

Trong đó U_{Dt1} là điện áp thuận của diode D_1 khi thông bão hoà.

Do đó:
$$U_{ra} = -U_V \frac{R_2}{R_1} + \frac{U_{Dt1}}{A_D} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)$$

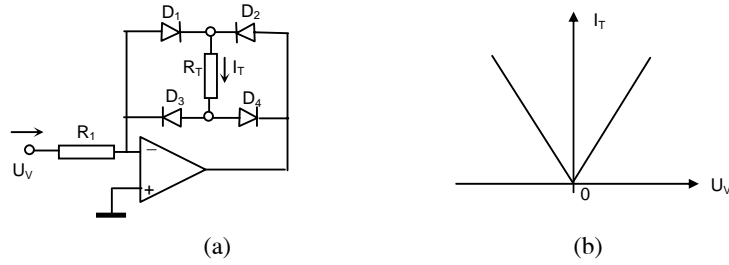
Chú ý rằng hệ số phản hồi của mạch lúc này bằng $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ ta có:

$$U_{ra} = -U_V \frac{R_2}{R_1} + \frac{U_{Dt1}}{\beta A_D} \quad (4.92)$$

Điều này nói lên rằng ở lối ra, điện áp thông của diode đã giảm đi βA_D lần làm cho đặc tuyến truyền đạt gần với dạng lý tưởng hơn.

- Khi tín hiệu vào dương, $U_V > 0$, diode D_2 thông, D_1 cấm. Do đó $U_{ra} = -\frac{U_{Dt2}}{A_D} \approx 0$

Hình 4.81 là sơ đồ mạch chỉnh lưu 2 nửa chu kỳ chính xác và đặc tuyến truyền đạt của nó. Đây còn gọi là bộ tạo giá trị tuyệt đối của tín hiệu vào.

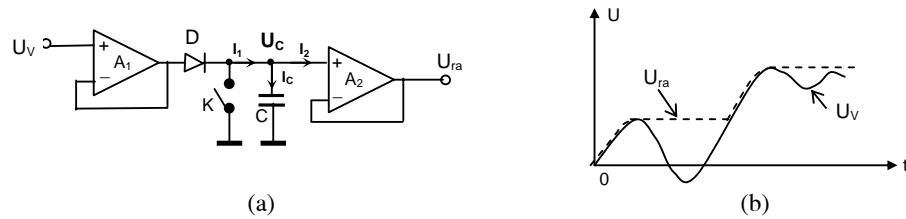


Hình 4.81. Mạch chỉnh lưu 2 nửa chu kỳ chính xác (a) và đặc tuyến truyền đạt (b).

Khi điện áp vào dương, dòng vào chảy qua R_1 , diode D_1 , điện trở tải, diode D_4 rồi tới đầu ra bộ KĐTT và về đất. Khi điện áp vào âm thì dòng vào chạy từ đầu ra bộ KĐTT, qua D_2 , qua tải, đến D_3 , qua R_1 trở về đầu vào. Như vậy dòng chảy qua tải là: $I_T = U_V / R_1$.

10. Mạch tách sóng đỉnh

Hình 4.82.a là mạch chỉnh lưu giá trị đỉnh (mạch tách sóng điện áp đỉnh). Mạch này có chức năng này luôn cho thế lối ra bằng giá trị đỉnh của thế vào biến đổi theo thời gian.

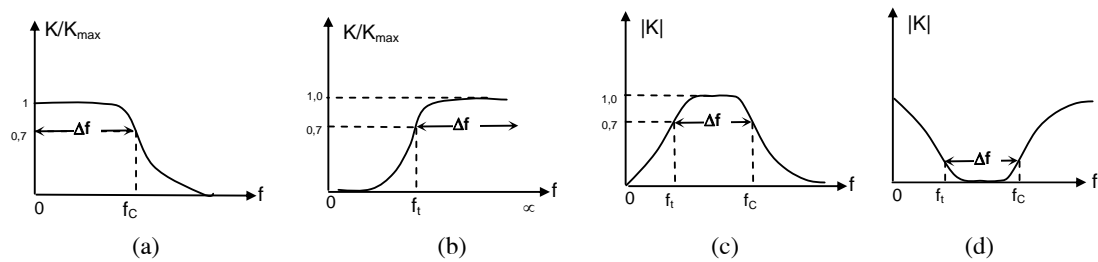


Hình 4.82. Mạch tách sóng đỉnh (a) và tín hiệu vào, ra theo thời gian (b).

Khi $U_V > U_C$ thì diode D thông và dòng ra của bộ khuếch đại A_1 nạp cho tụ C tới khi $U_C \approx U_V$ đỉnh. Nếu sau đó U_V giảm thì diode D cấm, tụ C phóng điện qua điện trở ngược của diode và trở lối vào của bộ khuếch đại A_2 . Vì điện trở ngược của diode cũng như trở vào của A_2 là mạch khuếch đại lặp lại có giá trị rất lớn nên điện áp trên C hầu như không suy giảm mặc dù điện áp vào giảm. Kết quả ta có đồ thị thời gian của điện áp ra theo điện áp vào như hình 4.82.b. Khoá K trong sơ đồ để ngắn mạch tụ C , tạo đường xả hết điện trên tụ khi cần đo các giá trị mới.

11. Các mạch lọc tích cực dùng bộ KĐTT

Có nhiều loại mạch lọc được phân biệt theo dải thông tần Δf trên đặc trưng tần số như minh hoạ trên hình 4.83: mạch lọc thông thấp (a), lọc thông cao (b), lọc thông dải (c) và lọc chặn dải (d).



Hình 4.83. Phân loại các mạch lọc theo dải thông.

Các mạch lọc ở tần số cao hay được thiết kế bằng các phần tử thụ động RLC. Tuy nhiên ở tần số thấp thì việc thiết kế như vậy gặp phải khó khăn do các giá trị điện cảm cần phải quá lớn cũng như hệ số phẩm chất của mạch lọc trong dải tần này rất thấp. Các bộ lọc thụ động không thể có được một độ dốc lớn (gần vuông góc) tại vùng tần số cắt như đáp ứng lý tưởng. Vì vậy hiện nay hay sử dụng phần tử tích cực là bộ KĐTĐ kết hợp với các phần tử RC để tạo nên các *mạch lọc tích cực*. Hàm truyền đạt của một bộ lọc thông thấp bất kỳ thường được biểu diễn như sau:

$$K(P) = \frac{K_0}{\prod_i (1 + a_i P + b_i P^2)} \quad (4.93)$$

Trong đó :

$$P \equiv \frac{p}{\omega_c} = \frac{j\omega}{\omega_c} = \frac{jf}{f_c} = j\Omega$$

K_0 là hệ số truyền đạt ở tần số thấp;

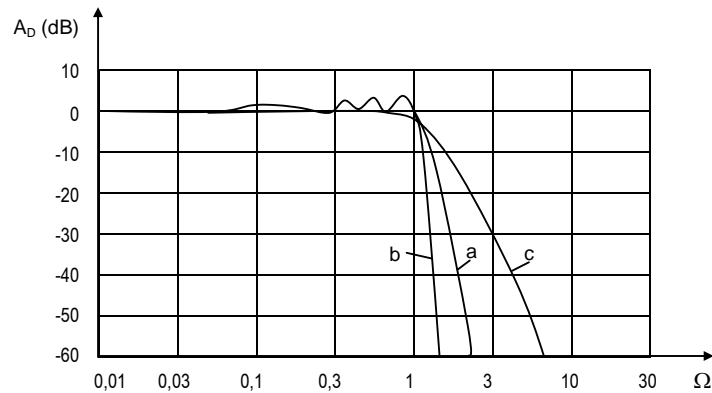
a_i và b_i là những số thực dương.

Bậc của bộ lọc được quyết định bởi số mũ lớn nhất của P trong biểu thức, nó ảnh hưởng đến độ dốc của bộ lọc quanh tần số cắt. Dạng đáp ứng tần số xung quanh tần số giới hạn và dải thông tần còn được xác định bởi loại bộ lọc. Đó là các loại bộ lọc Tschebyscheff, bộ lọc Bessel và bộ lọc Butterworth. Đặc tính của các mạch lọc thông thấp của chúng được minh hoạ trên hình 4.84, trong đó thang tần số được chuẩn theo tần số cắt (tần số cắt $\Omega = 1$).

Bộ lọc Butterworth (đường a) có đáp ứng phẳng trong vùng truyền qua nhưng đặc trưng pha lại không tốt, đáp ứng biên độ có dạng:

$$\left| K^* \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f / f_c)^{2n}}} \quad (4.94)$$

Trong đó n là bậc của bộ lọc và f_c là tần số cắt. Bậc bộ lọc xác định độ dốc của đặc tuyến ở tần số $f > f_c$.



Hình 4.84. Đáp ứng tần số của 3 loại bộ lọc thông thấp bậc 4.

Bộ lọc Tschebyscheff (đường b) có độ dốc ở vùng tần số cắt cao hơn nhưng lại mấp mô ở vùng truyền qua. Đáp ứng biên độ của nó có dạng:

$$\left| K^* \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 C_n (f / f_c)}} \quad (4.95)$$

Trong đó ε là hằng số quyết định độ mấp mô tại vùng truyền qua và C_n là các hệ số của đa thức Tschelbyscheff bậc n . Giống như trên, bộ lọc này cũng có đáp ứng pha không tốt lắm.

Bộ lọc Bessel (đường c) có đáp ứng biên độ không tốt bằng hai bộ lọc trên, nó giảm đều từ vùng truyền qua đến vùng chặn nhưng lại có đáp ứng pha rất tốt.

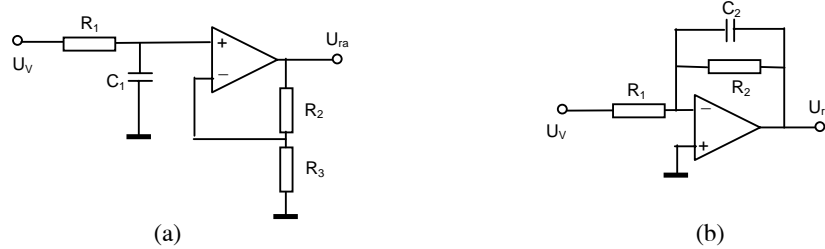
Dưới đây là một vài sơ đồ mạch lọc tích cực đơn giản.

• **Bộ lọc tích cực thông thấp và thông cao bậc một.**

Hàm truyền đạt của bộ lọc thông thấp bậc 1 trong trường hợp tổng quát có dạng:

$$K(P) = \frac{K_0}{1 + a_1 P}$$

Như đã biết, một mạch thụ động RC nối ra trên C cho ta một mạch lọc thông thấp đơn giản với hệ số truyền đạt: $K(P) = 1/(1+pRC) = 1/(1+\omega_c RCP)$. Nếu bổ sung cho nó một bộ KĐTT có nhiệm vụ biến đổi trở kháng và khuếch đại tín hiệu như sơ đồ hình 4.85.a ta sẽ có một mạch lọc tích cực thông thấp bậc một, trong đó hệ số truyền đạt tín hiệu một chiều $K_0 = 1 + R_2/R_3$.



Hình 4.85. Sơ đồ mạch lọc thông thấp bậc 1.

Mạch ở hình 4.85.b sử dụng mạch RC làm vòng phản hồi cho bộ KĐTT. Hàm truyền đạt của nó được tính có dạng:

$$K(P) = -\frac{R_2 / R_1}{1 + \omega_c R_2 C_1 P} \quad (4.96)$$

Thường người ta cho trước tần số cắt ω_c , hệ số truyền đạt ở một chiều K_0 và C_1 , tính được:

$$R_2 = a_1 / 2\pi f_c C_1 \quad \text{và} \quad R_1 = -R_2 / K_0$$

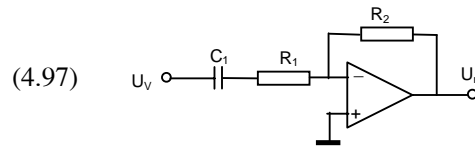
Để có sơ đồ bộ lọc thông cao bậc 1, chỉ cần thay hệ số P trong biểu thức (4.99) bằng $1/P$. Do đó chỉ cần trao đổi vị trí của C_1 và R_1 trong sơ đồ 4.85 là được. Sơ đồ lọc thông cao bậc 1 có đảo như hình 4.86.

Hàm truyền đạt của sơ đồ này có dạng:

$$K(P) = -\frac{R_2 / R_1}{1 + \frac{1}{\omega_c R_1 C_1} \frac{1}{P}}$$

Tính được các trị số linh kiện: $R_1 = 1/2\pi f_c a_1 C_1$

$$\text{và} \quad R_2 = -R_1 K_\infty$$



Hình 4.86. Sơ đồ lọc thông cao bậc 1 có đảo.

• **Các bộ lọc tích cực thông thấp và thông cao bậc cao**

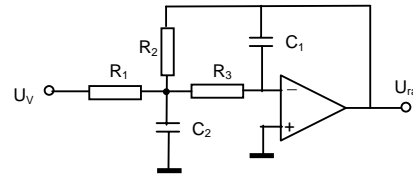
Với bộ lọc thông thấp bậc 2 ta có hàm truyền đạt tổng quát:

$$K(P) = \frac{K_0}{1 + a_1 P + b_1 P^2}$$

Hình 4.87 là một sơ đồ của bộ lọc tích cực thông thấp bậc 2 có phản hồi âm dùng bộ KĐTT.

Hàm truyền đạt của nó được tính ra như sau:

$$K(P) = - \frac{R_2/R_1}{1 + \omega_c C_1 \left(R_2 + R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_1} \right) P + \omega_c^2 C_1 C_2 R_2 R_3 P^2} \quad (4.98)$$



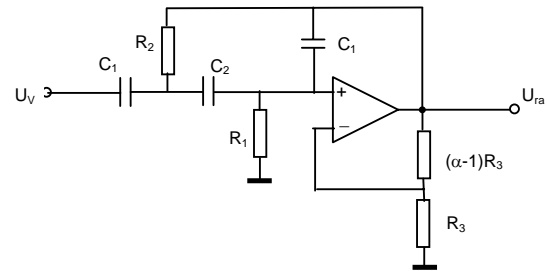
Hình 4.87. Bộ lọc tích cực thông thấp bậc 2.

Giống như bộ lọc bậc 1, để thực hiện bộ lọc thông cao bậc 2 có thể dùng tất cả các sơ đồ lọc thông thấp với điều kiện đổi chỗ vị trí của R và C .

Hình 4.88 là sơ đồ một bộ lọc thông cao bậc 2 có mạch phản hồi dương. Hàm truyền đạt của nó có dạng:

$$K(P) = \frac{\alpha}{1 + \frac{R_2(C_1 + C_2) + R_1 C_2(1 - \alpha)}{R_1 R_2 C_1 C_2 \omega_c} \frac{1}{P} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 \omega_c^2} \frac{1}{P^2}} \quad (4.99)$$

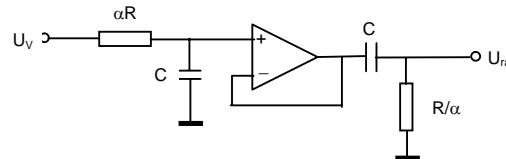
Nếu đặc tính biên độ của bộ lọc bậc 2 còn chưa đủ dốc thì có thể xây dựng các bộ lọc có bậc cao hơn. Muốn thế phải mắc nối tiếp các mắt lọc bậc 1 hoặc bậc 2 với nhau. Đặc tính của toàn bộ lọc sẽ là tích các đặc tính của các mắt lọc thành phần. Tuy nhiên lúc này bậc của bộ lọc không phải là tích các bậc thành phần và tần số cắt cũng sẽ khác. Do đó về nguyên tắc phải cho các hệ số của các mắt lọc sao cho kết quả nhân các đặc tính tần số của chúng sẽ cho một loại bộ lọc mong muốn. Việc sắp xếp thứ tự các mắt lọc tùy thuộc vào trở kháng của từng mắt (mắt lọc có tần số cắt nhỏ nhất được chọn là mắt thứ nhất), tùy thuộc vào mức tạp âm của bộ lọc (mắt lọc có tần số cắt nhỏ nhất lại nên được đặt ở khâu cuối cùng), v.v...



Hình 4.88. Bộ lọc tích cực thông cao bậc 2.

• **Bộ lọc tích cực thông dải**

Nếu mắc một mắt lọc thông thấp và một mắt lọc thông cao, ta có thể nhận được một bộ lọc thông dải. Xét một bộ lọc thông dải bậc 2 được thiết kế từ việc mắc liên tiếp 2 mắt lọc thông thấp và thông cao bậc 1 như sơ đồ hình 4.89.



Hình 4.89. Bộ lọc thông dải bậc 2.

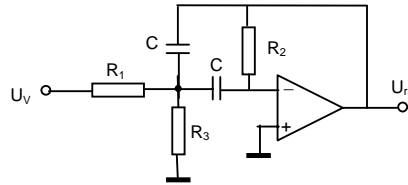
Đáp ứng tần số của nó là tích đáp ứng của 2 khâu lọc riêng rẽ. Kết quả ta có hàm truyền đạt như sau:

$$K(P) = \frac{1}{1 + (1/\alpha pRC)} \frac{1}{1 + (pRC/\alpha)} = \frac{\alpha pRC}{1 + [(1 + \alpha)^2 / \alpha] pRC + (pRC)^2} \quad (4.100)$$

Nếu gọi $\omega_r \equiv 1/RC$ là tần số cộng hưởng ta có dạng hàm truyền đạt được chuẩn hoá:

$$K(P) = \frac{\alpha P}{1 + [(1 + \alpha)^2 / \alpha] P + P^2} \quad (4.101)$$

Hệ số phẩm chất của bộ lọc là: $Q = \frac{\alpha}{1 + \alpha^2}$. Với $\alpha = 1$, Q đạt cực đại và bằng 0,5. Để có phẩm chất lớn hơn phải thực hiện bởi các mạch đặc biệt. Hình 4.90 là mạch lọc thông dải có phản hồi âm phức tạp.



Hình 4.90. Bộ lọc thông dải có phản hồi âm.

Hàm truyền đạt của nó có dạng:

$$K(P) = \frac{\frac{-R_2 R_3}{R_1 + R_3} C \omega_r P}{1 + \frac{2R_1 R_3}{R_1 + R_3} C \omega_r P + \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_3} C^3 \omega_r^2 P^2} \quad (4.102)$$

Tần số cộng hưởng của bộ lọc là:

$$f_r = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3}} \quad (4.103)$$

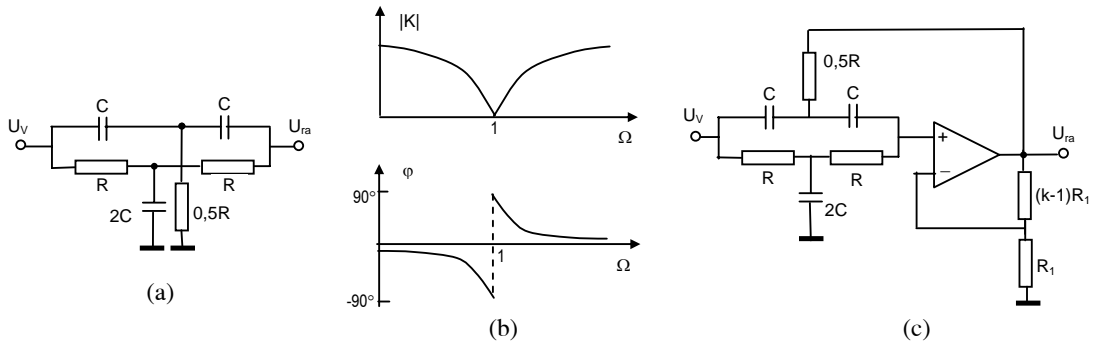
$$\text{Hệ số phẩm chất: } Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2 (R_1 + R_3)}{R_1 R_3}} = \pi R_2 C f_r \quad (4.104)$$

Dải thông của bộ lọc là:

$$B = \frac{f_r}{Q} = \frac{1}{\pi R_2 C} \quad (4.105)$$

• **Bộ lọc tích cực chặn dải.**

Để chặn một dải tần số nào đó ta phải cần một bộ lọc có hệ số truyền đạt ở một tần số nào đó bằng 0 còn ở các vùng tần số thấp hơn và cao hơn, hệ số truyền đạt sẽ tăng đến một giá trị không đổi nào đó. Mạch lọc thụ động cầu chữ T kép (hình 4.91.a) có đặc tính biên độ - tần số $K(\Omega)$ và pha - tần số $\varphi(\Omega)$ như hình 4.91.b. Tại tần số cộng hưởng ($\Omega = 1$) hệ số truyền bằng 0 và có pha bằng $\pm 90^\circ$. Kết hợp với bộ KĐTT cho ta một mạch lọc chặn dải tích cực như sơ đồ hình 4.91.c.



Hình 4.91. Mạch lọc tích cực chặn dải sử dụng cầu chữ T kép.

Các tín hiệu có tần số xa tần số cộng hưởng chạy qua cầu chữ T kép không bị thay đổi và bằng kU_v . Tại tần số cộng hưởng $f_r = 1/(2\pi RC)$ điện áp ra bằng không. Lúc này cầu chữ T kép tương đương với trở $R/2$ nối đất. Hàm truyền đạt của bộ lọc có dạng:

$$K(P) = \frac{k(1 + P^2)}{1 + 2(2 - k)P + P^2} \quad (4.106)$$

Hệ số phẩm chất của mạch là: $Q = \frac{1}{2(2 - k)}$ (4.107)

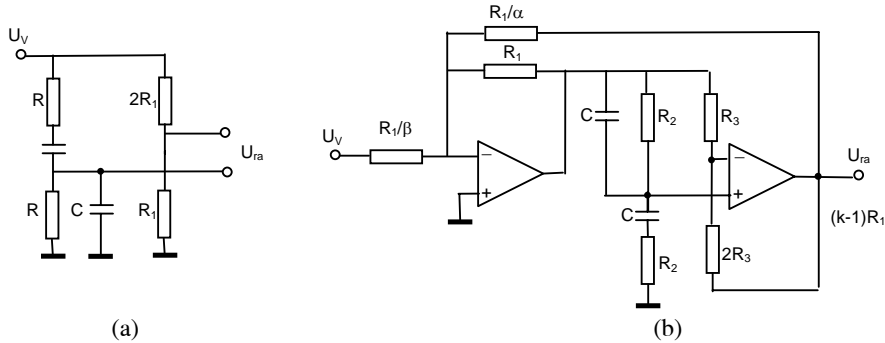
Việc điều chỉnh điện trở sao cho đạt tối ưu cả giá trị tần số cộng hưởng và hệ số truyền đạt của bộ lọc cầu chữ T kép là khó khăn. Do vậy người ta còn sử dụng mạch lọc dùng cầu Viên (hình 4.92.a) làm mạch phản hồi cho bộ KĐTT. Đặc trưng tần số của cầu Viên cũng giống như cầu chữ T kép. Sơ đồ mạch lọc tích cực chặn dải dùng cầu Viên như hình 4.92.b. Giá trị độ phẩm chất của bộ lọc này không hơn gì cầu chữ T kép nhưng dễ điều chỉnh hơn.

Hàm truyền đạt của nó có dạng:

$$K(P) = -\frac{[\beta/(1 + \alpha)](1 + P^2)}{1 + [3/(\alpha + 1)]P + P^2} \quad (4.108)$$

Tần số cộng hưởng là: $f_r = \frac{1}{2\pi R_2 C}$ (4.109)

Hệ số truyền đạt $K_0 = -\frac{\beta}{1 + \alpha}$ và hệ số phẩm chất $Q = \frac{1 + \alpha}{3}$ (4.110)



Hình 4.92. Bộ lọc chặn dải tích cực dùng cầu Viên.

CHƯƠNG 5

CÁC MẠCH TẠO DAO ĐỘNG ĐIỆN

5.1. CÁC KHÁI NIỆM CHUNG VỀ MẠCH TẠO DAO ĐỘNG

MẠCH ĐIỆN TỬ ĐỂ TẠO RA ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU CÓ DẠNG THEO YÊU CẦU THÌ ĐƯỢC GỌI LÀ *MẠCH DAO ĐỘNG ĐIỆN TỬ* (HAY LÀ *MẠCH TẠO SÓNG*). MẠCH TẠO DAO ĐỘNG CÓ THỂ TẠO RA DAO ĐỘNG CÓ DẠNG ĐIỀU HOÀ (DAO ĐỘNG HÌNH SIN) HAY CÁC DAO ĐỘNG CÓ DẠNG KHÁC SIN NHƯ: XUNG CHỮ NHẬT, XUNG TAM GIÁC, XUNG RĂNG CỬA HOẶC TẠO TỪNG XUNG ĐƠN RIÊNG BIỆT.

CÁC MẠCH DAO ĐỘNG ĐIỀU HOÀ THƯỜNG ĐƯỢC DÙNG TRONG CÁC HỆ THỐNG THÔNG TIN, TRONG CÁC MÁY ĐO, TRONG MÁY KIỂM TRA, TRONG CÁC THIẾT BỊ Y TẾ V.V... CÁC MẠCH DAO ĐỘNG ĐIỀU HOÀ CÓ THỂ LÀM VIỆC TỐT TRONG DẢI TẦN TỪ VÀI HZ CHO ĐẾN HÀNG NGHÌN MHZ.

ĐỂ TẠO DAO ĐỘNG, CÓ THỂ DÙNG CÁC PHẦN TỬ TÍCH CỰC NHƯ: ĐÈN ĐIỆN TỬ, TRANSISTOR LUỖNG CỰC (BJT), TRANSISTOR TRƯỜNG (FET), CÁC BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN HOẶC CÁC PHẦN TỬ ĐẶC BIỆT NHƯ: DIODE TUNEL, DIODE GUNN.

CÁC ĐÈN ĐIỆN TỬ CHÂN KHÔNG VẪN CÒN ĐƯỢC DÙNG KHI YÊU CẦU CÔNG SUẤT RA LỚN. MẠCH TẠO DAO ĐỘNG DÙNG ĐÈN ĐIỆN TỬ CÓ THỂ LÀM VIỆC TỪ PHẠM VI TẦN SỐ RẤT THẤP ĐẾN PHẠM VI TẦN SỐ RẤT CAO.

Ở PHẠM VI TẦN SỐ THẤP VÀ TRUNG BÌNH THƯỜNG DÙNG KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN, CÒN Ở PHẠM VI TẦN SỐ CAO VÀ RẤT CAO THÌ DÙNG TRANSISTOR LUỖNG CỰC VÀ TRANSISTOR TRƯỜNG HOẶC CÁC LOẠI DIODE ĐẶC BIỆT.

CÁC THAM SỐ CƠ BẢN CỦA MẠCH TẠO DAO ĐỘNG GỒM: TẦN SỐ CỦA TÍN HIỆU RA, BIÊN ĐỘ ĐIỆN ÁP RA, ĐỘ ỔN ĐỊNH TẦN SỐ, CÔNG SUẤT RA VÀ HIỆU SUẤT.

CÓ THỂ TẠO DAO ĐỘNG ĐIỀU HOÀ THEO 2 NGUYÊN TẮC CƠ BẢN SAU:

- TẠO DAO ĐỘNG BẰNG BỘ KHUẾCH ĐẠI CÓ HỒI TIẾP DƯỠNG.
- TẠO DAO ĐỘNG BẰNG PHƯƠNG PHÁP TỔNG HỢP MẠCH.

CÁC MẠCH TẠO XUNG THƯỜNG ĐƯỢC DÙNG TRONG CÁC THIẾT BỊ ĐO LƯỜNG, KIỂM TRA HOẶC ĐƯỢC DÙNG TRONG TRUYỀN THÔNG SỐ.

5.2. NGUYÊN TẮC TẠO CÁC DAO ĐỘNG ĐIỆN TỬ

ĐỂ XÉT NGUYÊN TẮC TẠO CÁC DAO ĐỘNG ĐIỆN DÙNG SƠ ĐỒ KHỐI HÌNH 5.1, TRONG ĐÓ KHỐI (1) LÀ KHỐI KHUẾCH ĐẠI CÓ HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI $\dot{K} = K.e^{j\varphi_K}$ VÀ

KHOÍ (2) LÀ KHOÍ HỒI TIẾP CÓ HỆ SỐ TRUYỀN ĐẠT (HAY HỆ SỐ HỒI TIẾP)
 $\dot{\beta} = \beta \cdot e^{j\varphi_\beta}$.

VÌ MẠCH KHUẾCH ĐẠI VÀ MẠCH HỒI TIẾP ĐỀU GỒM CÁC PHẦN TỬ ĐIỆN KHÁNG NÊN HỆ SỐ TRUYỀN ĐẠT CỦA CHÚNG LÀ MỘT ĐẠI LƯỢNG PHỨC.

Ở ĐÂY : K LÀ MÔ-ĐUN CỦA HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI (ĐỘ LỚN CỦA HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI).

φ_K LÀ ĐỘ DI PHA CỦA BỘ KHUẾCH ĐẠI (GÓC LỆCH PHA CỦA TÍN HIỆU Ở LỐI RA SO VỚI TÍN HIỆU Ở LỐI VÀO CỦA BỘ KHUẾCH ĐẠI).

β LÀ MÔ-ĐUN CỦA HỆ SỐ HỒI TIẾP (ĐỘ LỚN CỦA HỆ SỐ HỒI TIẾP).

φ_β LÀ ĐỘ DI PHA CỦA BỘ HỒI TIẾP, LÀ GÓC LỆCH PHA CỦA TÍN HIỆU Ở LỐI RA VÀ LỐI VÀO CỦA BỘ HỒI TIẾP.

Để XÁC ĐỊNH XEM SƠ ĐỒ VỚI MẠCH HỒI TIẾP KÍN CÓ TẠO RA TÍN HIỆU XOAY CHIỀU HAY KHÔNG TA MẮC MỘT ĐIỆN TRỞ R_V VÀO LỐI RA CỦA MẠCH HỒI TIẾP CỦA BỘ TẠO DAO ĐỘNG HỖ MẠCH CÓ TRỊ SỐ BẰNG ĐIỆN TRỞ LỐI VÀO CỦA MẠCH KHUẾCH ĐẠI.

ĐIỆN TRỞ R_{VHT} LÀ ĐIỆN TRỞ LỐI VÀO CỦA BỘ HỒI TIẾP.

NẾU ĐẶT TỚI LỐI VÀO CỦA MẠCH KHUẾCH ĐẠI MỘT TÍN HIỆU \dot{X}_V VÀ GIẢ THIẾT $\dot{K}\dot{\beta} = 1$ THÌ:

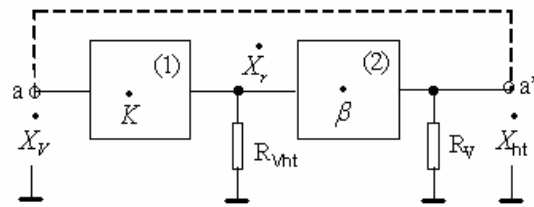
$$\dot{X}_{ht} = \dot{X}_r \dot{\beta} = \dot{X}_V \dot{K} \dot{\beta} = \dot{X}_V .$$

Ở ĐÂY \dot{X}_r LÀ TÍN HIỆU Ở LỐI RA CỦA MẠCH KHUẾCH ĐẠI, \dot{X}_{ht} LÀ TÍN HIỆU Ở LỐI RA CỦA MẠCH HỒI TIẾP.

TÍN HIỆU VÀO CỦA MẠCH KHUẾCH ĐẠI \dot{X}_V VÀ TÍN HIỆU RA CỦA MẠCH HỒI TIẾP \dot{X}_{ht} BẰNG NHAU CẢ VỀ BIÊN ĐỘ VÀ PHA NÊN CÓ THỂ NỐI A VÀ A' VỚI NHAU, NGẮT TÍN HIỆU ĐƯA TỚI LỐI VÀO CỦA MẠCH KHUẾCH ĐẠI, TÍN HIỆU RA VẪN KHÔNG ĐỔI.

LÚC NÀY TA CÓ SƠ ĐỒ CỦA MẠCH TẠO DAO ĐỘNG THEO NGUYÊN TẮC HỒI TIẾP.

TRONG SƠ ĐỒ NÀY CHỈ DUY TRÌ DAO ĐỘNG MÀ TẦN SỐ CỦA NÓ THỎA MÃN ĐIỀU KIỆN SAU:



HÌNH 5.1. SƠ ĐỒ KHỐI CỦA MẠCH TẠO DAO ĐỘNG THEO NGUYÊN TẮC HỒI TIẾP.

$$\dot{K}\dot{\beta} = 1 \quad (5.1)$$

VÌ \dot{K} VÀ $\dot{\beta}$ ĐỀU LÀ SỐ PHỨC, NÊN (5.1) CÓ THỂ VIẾT LẠI NHƯ SAU:

$$\dot{K}\dot{\beta} = K.\beta.e^{j(\varphi_K + \varphi_\beta)} = 1 \quad (5.2)$$

CÓ THỂ TÁCH BIỂU THỨC (5.2) THÀNH HAI BIỂU THỨC: MỘT BIỂU THỨC VIẾT THEO MÔ-ĐUN VÀ MỘT BIỂU THỨC VIẾT THEO PHA.

$$K\beta = 1$$

(5.3A)

$$\varphi = \varphi_K + \varphi_\beta = 2n\pi$$

VỚI $n = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$

(5.3B)

φ LÀ TỔNG ĐỘ DỊCH PHA CỦA MẠCH KHUẾCH ĐẠI VÀ MẠCH HỒI TIẾP.

QUAN HỆ (5.3A) ĐƯỢC GỌI LÀ ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG BIÊN ĐỘ. NÓ CHO THẤY MẠCH CHỈ CÓ THỂ TẠO RA DAO ĐỘNG DUY TRÌ KHI MẠCH KHUẾCH ĐẠI CÓ HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI BÙ ĐƯỢC SỰ TỔN HAO DO MẠCH HỒI TIẾP GÂY RA. QUAN HỆ (5.3B)

ĐƯỢC GỌI LÀ ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG PHA, CHO THẤY DAO ĐỘNG CHỈ CÓ THỂ PHÁT SINH KHI TÍN HIỆU HỒI TIẾP VỀ ĐỒNG PHA VỚI TÍN HIỆU VÀO (HỒI TIẾP DƯƠNG).

ĐỂ MINH HỌA TA XÉT MẠCH TẠO DAO ĐỘNG TRÊN HÌNH 5.2.

BỘ KHUẾCH ĐẠI DÙNG KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN MẮC THEO SƠ ĐỒ KHUẾCH ĐẠI THUẬN CÓ HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI:

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \text{ VÌ TRỞ KHÁNG RA CỦA BỘ KHUẾCH ĐẠI NHỎ, NÊN TRONG MẠCH RA}$$

MẮC THÊM ĐIỆN TRỞ R ĐỂ GIẢM ẢNH HƯỞNG CỦA TRỞ KHÁNG RA ĐẾN TRỞ KHÁNG CỦA KHUNG CỘNG HƯỞNG LC .

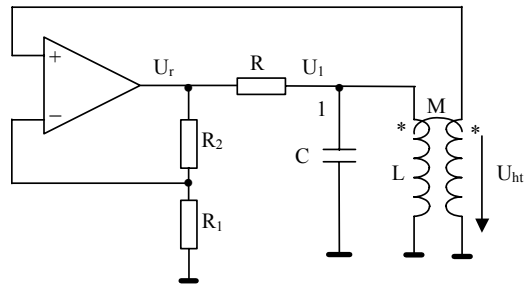
ĐIỆN ÁP HỒI TIẾP VỀ BỘ KHUẾCH ĐẠI.

$$U_{ht} = \frac{M}{L} U_I = \beta U_I \quad (5.4)$$

M LÀ HỆ SỐ HỖ CẢM CỦA CÁC CUỘN DÂY; L LÀ ĐIỆN CẢM CỦA KHUNG DAO ĐỘNG.

ĐIỆN ÁP RA CỦA BỘ KHUẾCH ĐẠI:

$$U_r = K.U_{ht} \quad (5.5)$$



HÌNH 5.2. SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ CỦA MẠCH TẠO DAO ĐỘNG THEO NGUYÊN TẮC HỒI TIẾP.

Để xác định điện áp ra, viết phương trình dòng điện tại nút 1:

$$\frac{U_r - U_l}{R} - C \frac{dU_l}{dt} - \frac{1}{L} \int U_l dt = 0 \quad (5.6)$$

Thay (5.4) và (5.5) vào (5.6) và biến đổi ta được (5.7).

$$\frac{d^2 U_r}{dt^2} - \frac{1 - K\beta}{RC} \frac{dU_r}{dt} + \frac{1}{LC} U_r = 0 \quad (5.7)$$

Để đơn giản, đặt:

$$\alpha = \frac{1 - K\beta}{2RC} ; \quad \omega_o^2 = \frac{1}{LC}$$

Khi đó (5.7) được viết lại như sau:

$$\frac{d^2 U_r}{dt^2} + 2\alpha \frac{dU_r}{dt} + \omega_o^2 U_r = 0 \quad (5.8)$$

Nghiệm của phương trình vi phân (5.8) như sau:

$$U_r = U_{r0} e^{-\alpha t} \cos \sqrt{\omega_o^2 - \alpha^2} . t \quad (5.9)$$

Từ nghiệm (5.9) có thể phân biệt ba trường hợp đặc trưng:

1. $\alpha > 0$, nghĩa là $K\beta < 1$, biên độ điện áp ra giảm dần theo quy luật hàm mũ, mạch có dao động tắt dần.

2. $\alpha = 0$, nghĩa là $K\beta = 1$, điện áp ra là điện áp hình sin có tần số $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ và biên độ không đổi.

3. $\alpha < 0$, nghĩa là $K\beta > 1$, biên độ điện áp ra tăng dần theo quy luật hàm mũ.

Từ các trường hợp trên đây, có thể rút ra kết luận, để có dao động duy trì thì khi mới đóng mạch $K\beta$ phải lớn hơn 1 làm cho biên độ dao động tăng dần cho đến khi bộ khuếch đại chuyển sang làm việc ở trạng thái bão hòa, hệ số khuếch đại giảm dần sao cho $K\beta = 1$. Lúc này dao động ra được duy trì nhưng không phải hình sin. Để có dao động hình sin phải điều chỉnh hệ số khuếch đại sao cho $K\beta = 1$ và xác lập trước khi bộ khuếch đại chuyển sang trạng thái bão hòa.

Tại các tần số đủ cao, dễ dàng có thể thực hiện các khung dao động có phẩm chất cao. Khi đó điện áp trên khung dao động ngay cả lúc bộ khuếch đại bão hòa sâu, trên thực tế vẫn có dao động hình sin. Vì thế trong các sơ đồ tạo dao động cao tần thường không dùng các biện

PHÁP ĐẶC BIỆT ĐỂ ĐIỀU CHỈNH BIÊN ĐỘ TÍN HIỆU RA CỦA BỘ KHUẾCH ĐẠI, CÒN ĐIỆN ÁP RA LẤY TRỰC TIẾP TRÊN KHUNG DAO ĐỘNG.

5.3. ỔN ĐỊNH BIÊN ĐỘ VÀ TẦN SỐ DAO ĐỘNG

5.3.1. ỔN ĐỊNH BIÊN ĐỘ DAO ĐỘNG

KHI MỚI ĐÓNG MẠCH, CÓ MỘT XUNG DÒNG CHẠY QUA CÁC PHẦN TỬ TRONG MẠCH. PHỔ CỦA MỘT XUNG LÀ LIÊN TỤC CÓ TẦN SỐ TỪ KHÔNG ĐẾN VÔ CÙNG. NẾU ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG PHA (5.3B) ĐƯỢC THỎA MÃN TẠI MỘT TẦN SỐ NÀO ĐÓ, ĐỒNG THỜI $K\beta > 1$ THÌ TRONG MẠCH TĂNG CƯỜNG DAO ĐỘNG Ở TẦN SỐ ĐÓ, MẠCH Ở TRẠNG THÁI QUÁ ĐỘ VÀ BIÊN ĐỘ DAO ĐỘNG TĂNG DẦN. ĐẾN TRẠNG THÁI XÁC LẬP HAY TRẠNG THÁI DỪNG BIÊN ĐỘ DAO ĐỘNG KHÔNG ĐỐI ỨNG VỚI $K\beta = 1$.

ĐỂ ĐẢM BẢO ỔN ĐỊNH BIÊN ĐỘ Ở TRẠNG THÁI XÁC LẬP, CÓ THỂ THỰC HIỆN BẰNG CÁC BIỆN PHÁP SAU:

- HẠN CHẾ BIÊN ĐỘ ĐIỆN ÁP RA BẰNG CÁCH CHỌN TRỊ SỐ ĐIỆN ÁP NGUỒN CUNG CẤP MỘT CHIỀU THÍCH HỢP. BIẾT RẰNG BIÊN ĐỘ ĐỈNH ĐỈNH CỦA ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU CỰC ĐẠI TRÊN LỐI RA CỦA MẠCH KHUẾCH ĐẠI LUÔN NHỎ HƠN GIÁ TRỊ ĐIỆN ÁP MỘT CHIỀU CUNG CẤP CHO TẦNG KHUẾCH ĐẠI ĐÓ.

- DỊCH CHUYỂN ĐIỂM LÀM VIỆC TRÊN ĐẶC TUYẾN PHI TUYẾN CỦA PHẦN TỬ TÍCH CỰC NHỜ THAY ĐỔI ĐIỆN ÁP PHÂN CỰC ĐẶT LÊN CỰC ĐIỀU KHIỂN CỦA PHẦN TỬ KHUẾCH ĐẠI.

- DỪNG MẠCH HỒI TIẾP PHI TUYẾN HOẶC DỪNG PHẦN TỬ ĐIỀU CHỈNH, VÍ DỤ: ĐIỆN TRỞ NHIỆT, ĐIỆN TRỞ THÔNG THUẬN CỦA DIODE ĐỂ ỔN ĐỊNH BIÊN ĐỘ.

TÙY THUỘC VÀO MẠCH CỤ THỂ CÓ THỂ ÁP DỤNG MỘT TRONG NHỮNG BIỆN PHÁP TRÊN.

5.3.2. ỔN ĐỊNH TẦN SỐ ĐỘ DAO ĐỘNG

VẤN ĐỀ ỔN ĐỊNH TẦN SỐ DAO ĐỘNG LIÊN QUAN CHẶT CHẼ ĐẾN ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG PHA.

KHI ĐỘ DỊCH PHA GIỮA ĐIỆN ÁP HỒI TIẾP VỀ VÀ ĐIỆN ÁP LỐI VÀO THAY ĐỔI, SẼ DẪN ĐẾN SỰ THAY ĐỔI TẦN SỐ DAO ĐỘNG.

TRONG ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG PHA (5.3B), NẾU CHO $N = 0$, TA CÓ:

$$\varphi = \varphi_K + \varphi_\beta = 0 \quad (5.10)$$

GÓC PHA φ_K VÀ φ_β PHỤ THUỘC VÀO THAM SỐ CÁC PHẦN TỬ CỦA MẠCH VÀ PHỤ THUỘC VÀO TẦN SỐ. DO ĐÓ CÓ THỂ VIẾT ĐIỀU KIỆN (5.10) MỘT CÁCH TỔNG QUÁT NHƯ SAU:

$$\varphi_K(m, \omega) + \varphi_\beta(n, \omega) = 0 \quad (5.11)$$

TRONG ĐÓ M VÀ N ĐẶC TRƯNG CHO THAM SỐ CỦA CÁC PHẦN TỬ TRONG MẠCH KHUẾCH ĐẠI VÀ MẠCH HỒI TIẾP.

LẤY VI PHÂN TOÀN PHẦN BIỂU THỨC (5.11) VÀ BIẾN ĐỔI, TA NHẬN ĐƯỢC BIỂU THỨC (5.12)

$$d\omega = \frac{(\partial\varphi_K/\partial m).dm + (\partial\varphi_\beta/\partial n).dn}{(\partial\varphi_K/\partial\omega) + (\partial\varphi_\beta/\partial\omega)} \quad (5.12)$$

TỪ (5.12) CÓ THỂ SUY RA BIỆN PHÁP ĐỂ NÂNG CAO ĐỘ ỔN ĐỊNH TẦN SỐ CỦA MẠCH TẠO DAO ĐỘNG:

A) THỰC HIỆN CÁC BIỆN PHÁP ĐỂ ỔN ĐỊNH THAM SỐ CỦA MẠCH KHUẾCH ĐẠI DM VÀ THAM SỐ CỦA MẠCH HỒI TIẾP DN BẰNG CÁCH:

- DÙNG NGUỒN NUÔI MỘT CHIỀU LÀ NGUỒN ỔN ÁP.
- DÙNG CÁC PHẦN TỬ CÓ HỆ SỐ NHIỆT NHỎ.
- GIẢM ẢNH HƯỞNG CỦA TẢI ĐẾN MẠCH DAO ĐỘNG BẰNG CÁCH MẮC THÊM TẦNG ĐỆM Ở LỐI RA CỦA MẠCH TẠO DAO ĐỘNG.
- DÙNG CÁC PHẦN TỬ BÙ NHIỆT.

B) THỰC HIỆN CÁC BIỆN PHÁP NHẪM GIẢM TỐC ĐỘ THAY ĐỔI GÓC PHA THEO THAM SỐ CỦA MẠCH, NGHĨA LÀ GIẢM $\frac{\partial\varphi_K}{\partial m}$ VÀ $\frac{\partial\varphi_\beta}{\partial n}$ BẰNG CÁCH CHỌN MẠCH DAO ĐỘNG THÍCH HỢP (BA ĐIỂM ĐIỆN CẢM, BA ĐIỂM ĐIỆN DUNG, GHÉP BIẾN ÁP ...).

C) THỰC HIỆN CÁC BIỆN PHÁP LÀM TĂNG TỐC ĐỘ BIẾN ĐỔI CỦA GÓC PHA THEO TẦN SỐ TỨC LÀ TĂNG $\frac{\partial\varphi_K}{\partial\omega}$ VÀ $\frac{\partial\varphi_\beta}{\partial\omega}$ XUNG QUANH TẦN SỐ DAO ĐỘNG. CỤ THỂ LÀ SỬ DỤNG CÁC PHẦN TỬ CÓ PHẨM CHẤT CAO NHƯ THẠCH ANH VÀ SỬ DỤNG CÁC PHẦN TỬ TÍCH CỰC CÓ HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI CAO.

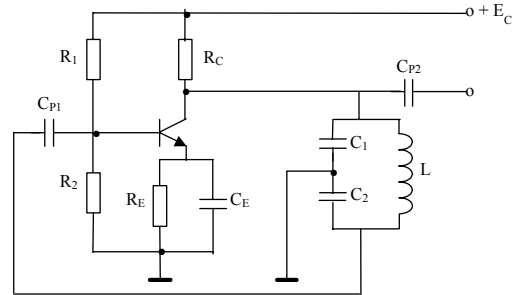
THÔNG THƯỜNG NẾU KHÔNG DÙNG CÁC BIỆN PHÁP ỔN ĐỊNH ĐẶC BIỆT, THÌ ĐỘ KHÔNG ỔN ĐỊNH TẦN SỐ TƯƠNG ĐỐI $\frac{\Delta f}{f_o}$ CỦA BỘ TẠO DAO ĐỘNG ĐIỀU HÒA CÓ THỂ ĐẠT ĐƯỢC TRONG KHOẢNG $10^{-2} \div 10^{-3}$. KHI DÙNG CÁC BIỆN PHÁP ỔN ĐỊNH CÓ THỂ ĐẠT ĐƯỢC ĐỘ KHÔNG ỔN ĐỊNH TẦN SỐ TƯƠNG ĐỐI TỚI 10^{-4} HOẶC NHỎ HƠN, TRONG TRƯỜNG HỢP MẠCH DAO ĐỘNG DÙNG THẠCH ANH CÓ THỂ ĐẠT $10^{-6} \div 10^{-8}$.

5.4. BỘ TẠO DAO ĐỘNG SÓNG CAO TẦN HÌNH SIN LC

5.4.1. VẤN ĐỀ ỔN ĐỊNH BIÊN ĐỘ TRONG CÁC BỘ TẠO DAO ĐỘNG CAO TẦN LC

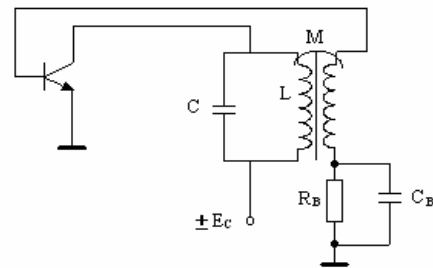
1) CHẾ ĐỘ DAO ĐỘNG MỀM VÀ DAO ĐỘNG CỨNG

Để ổn định biên độ trong các bộ tạo dao động cao tần LC thường dùng phương pháp di chuyển điểm làm việc của các phần tử tích cực. Điện trở R_E trên hình (5.3) làm nhiệm vụ đó.



HÌNH 5.3. SƠ ĐỒ MÁY PHÁT BA ĐIỂM ĐIỆN DUNG (SƠ ĐỒ COLPIT).

Ở đây R_1 , R_2 , R_E phân cực cho transistor bằng dòng emitter (tự phân cực). Khi mới đóng mạch, biên độ dao động nhỏ, mạch làm việc với góc cắt $\theta = 180^\circ$ tương ứng chế độ dao động mềm, độ dốc trung bình tại lân cận điểm làm việc khá lớn, do đó $K\beta > 1$. Trong quá trình quá độ, biên độ dao động tăng dần, điểm làm việc chuyển sang vùng phi tuyến, bộ khuếch đại chuyển sang làm việc ở chế độ bão hòa, ứng với góc cắt $\theta < 90^\circ$, tương ứng chế độ dao động cứng. Đồng thời độ dốc trung bình giảm, làm cho hệ số khuếch đại giảm, tích $K\beta$ tiến tới bằng 1 ở chế độ xác lập. Cũng có thể dịch chuyển điểm làm việc bằng cách thay đổi định thiên tự cấp trên điện trở R_B của mạch base trên hình 5.4.



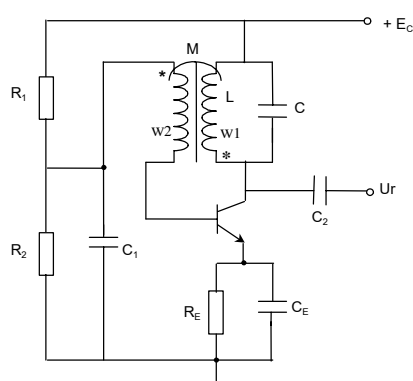
HÌNH 5.4. MẠCH TẠO DAO ĐỘNG ĐỊNH THIÊN TỰ CẤP $R_B C_B$

2) HIỆN TƯỢNG DAO ĐỘNG NGẮT QUẲNG

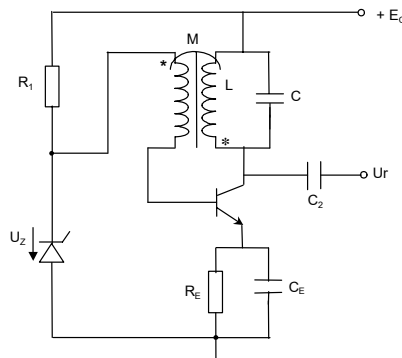
Nếu chọn $R_E C_E$ (hình 5.3) hoặc $R_B C_B$ (hình 5.4) quá lớn thì ngay khi mạch đang ở trạng thái quá độ điện áp base-emitter đã quá âm làm cho transistor ngắt và mất dao động. Sau đó C_E phóng điện qua R_E (cũng như vậy, C_B phóng điện qua R_B), điện áp base-emitter tăng dần. Sau một thời gian nào đó mạch dao động trở lại. Quá trình lặp đi lặp lại và trong mạch có dao động ngắt quãng. Ngược lại nếu chọn $R_E C_E$ ($R_B C_B$) quá

NHỎ THÌ MẠCH CÓ DAO ĐỘNG TĂNG DẦN ($K\beta > 1$). VÌ VẬY CẦN CHỌN TRỊ SỐ $R_E C_E$ ($R_B C_B$) THÍCH HỢP LẤY ĐỂ TRONG MẠCH LUÔN LUÔN CÓ DAO ĐỘNG VÀ MẠCH LÀM VIỆC Ở TRẠNG THÁI XÁC LẬP KHI $K\beta = 1$.

5.4.2. MẠCH TẠO DAO ĐỘNG CAO TẦN LC GHEP HỒ CẢM (GHEP BIẾN ÁP - SƠ ĐỒ MAISNƠ)

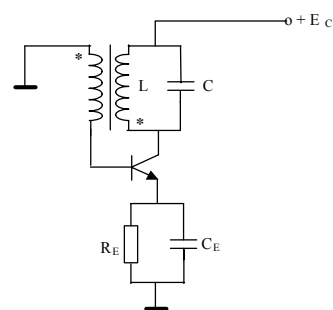


HÌNH 5.5. BỘ TẠO DAO ĐỘNG CAO TẦN LC GHEP BIẾN ÁP (SƠ ĐỒ MAISNƠ) PHÂN CỰC BẰNG DÒNG EMITTER.



HÌNH 5.6. BỘ TẠO DAO ĐỘNG LC GHEP BIẾN ÁP, DÙNG DIODE ỔN ÁP ĐỂ ỔN ĐỊNH ĐIỆN ÁP MỘT CHIỀU CỦA BASE

ĐẶC ĐIỂM CỦA BỘ TẠO DAO ĐỘNG THEO SƠ ĐỒ MAISNƠ LÀ: HỒI TIẾP ĐƯỢC THỰC HIỆN NHỜ MỘT BIẾN ÁP. CUỘN SƠ CẤP CỦA NÓ KẾT HỢP VỚI TỤ ĐIỆN LÀM THÀNH MỘT KHUNG DAO ĐỘNG QUYẾT ĐỊNH TẦN SỐ DAO ĐỘNG CỦA BỘ TẠO DAO ĐỘNG. TRÊN HÌNH 5.5 ĐẾN 5.7 VẼ BA BIẾN THỂ CỦA BỘ TẠO DAO ĐỘNG TRANSISTOR MẮC THEO SƠ ĐỒ EMITTER CHUNG. BỘ KHUẾCH ĐẠI, KHUẾCH ĐẠI ĐIỆN ÁP LỖI VÀO CÓ TẦN SỐ BẰNG TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG CỦA KHUNG DAO ĐỘNG $\omega_o = 1/\sqrt{LC}$, TRÊN CỰC COLLECTOR CỦA TRANSISTOR, ĐIỆN ÁP SẼ CÓ BIÊN ĐỘ CỰC ĐẠI VÀ DỊCH PHA 180° . MỘT PHẦN ĐIỆN ÁP NÀY LẤY TỪ CUỘN THỨ CẤP DÙNG ĐỂ HỒI TIẾP. ĐỂ THỎA MÃN ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG PHA, BIẾN ÁP CẦN BẢO ĐẢM VIỆC QUAY PHA TÍN HIỆU HỒI TIẾP 180° . NẾU CUỘN SƠ CẤP VÀ THỨ CẤP CỦA BIẾN ÁP CÓ CÙNG CHIỀU CUỐN, THÌ ĐỂ QUAY PHA, PHẢI ĐẤU CÁC



HÌNH 5.7. BỘ TẠO DAO ĐỘNG LC GHEP BIẾN ÁP, HOẠT ĐỘNG Ở CHẾ ĐỘ B.

CUỘN DÂY NGƯỢC ĐẦU NHAU, TỨC LÀ ĐIỆN ÁP TRÊN ĐẦU CUỐI CỦA CUỘN THỨ CẤP ĐỒNG PHA VỚI ĐIỆN ÁP TRÊN COLLECTOR. DẤU SAO (*) Ở GẦN CUỘN DÂY BIẾN ÁP CHỈ RÕ CÁC ĐẦU RA CỦA CUỘN DÂY CÓ ĐIỆN ÁP ĐỒNG PHA. HỆ SỐ BIẾN ÁP ĐƯỢC CHỌN SAO CHO TẠI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG, HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI VÒNG $K\beta$ LỚN HƠN 1. NHỜ ĐÓ MÀ NGAY LẬP TỨC KHI ĐẦU NGUỒN NUÔI SẼ XUẤT HIỆN MỘT DAO ĐỘNG CÓ BIÊN ĐỘ TĂNG THEO HÀM MŨ CHO ĐẾN LÚC TĂNG KHUẾCH ĐẠI BỊ QUÁ TẢI. DO BỊ QUÁ TẢI MÀ HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI TRUNG BÌNH CỦA TẦNG KHUẾCH ĐẠI BỊ GIẢM ĐI, QUÁ TRÌNH GIẢM TIẾP TỤC CHO ĐẾN KHI TRỊ SỐ $K\beta = 1$. LÚC ĐÓ BIÊN ĐỘ DAO ĐỘNG ĐƯỢC XÁC LẬP BẰNG MỘT HÀNG SỐ. SẼ PHÂN BIỆT 2 DẠNG QUÁ TẢI LÀ QUÁ TẢI LỐI VÀO VÀ QUÁ TẢI LỐI RA. QUÁ TẢI LỐI RA XUẤT HIỆN KHI TIẾP GIÁP COLLECTOR BASE CỦA TRANSISTOR MỞ. TRONG CÁC SƠ ĐỒ HÌNH 5.5 VÀ 5.6 XUẤT HIỆN KHI ĐIỆN ÁP TRÊN COLLECTOR NHỎ HƠN ĐIỆN ÁP TRÊN BASE.

VỚI ĐỘ SÂU HỒI TIẾP LỚN CÓ THỂ XUẤT HIỆN QUÁ TẢI LỐI VÀO. NÓ XUẤT HIỆN VÌ CÁC TÍN HIỆU VÀO LỚN BẮT ĐẦU ĐƯỢC TÁCH SÓNG BỞI TIẾP GIÁP BASE - EMITTER CỦA TRANSISTOR. TỤ C_i BẮT ĐẦU NẠP VÀ DO ĐÓ TRANSISTOR CHỈ ĐƯỢC MỞ TRONG NỬA CHU KỲ DƯƠNG CỦA ĐIỆN ÁP VÀO.

TRONG SƠ ĐỒ HÌNH 5.5, NẾU BỎ ĐIỆN TRỞ R_2 , LÚC ĐÓ TRANSISTOR ĐƯỢC PHÂN CỤC BẰNG DÒNG CỐ ĐỊNH, NGAY CẢ VỚI BIÊN ĐỘ DAO ĐỘNG NHỎ, TỤ C_i CŨNG ĐƯỢC NẠP RẤT NHANH ĐẾN ĐIỆN ÁP ÂM, LÚC ĐÓ TRANSISTOR BỊ KHÓA VÀ CHẤM DỨT DAO ĐỘNG. BỘ TẠO DAO ĐỘNG CHỈ ĐƯỢC KÍCH (DAO ĐỘNG) KHI ĐIỆN ÁP TRÊN BASE-EMITTER VỚI HÀNG SỐ THỜI GIAN $R_i C_i$ ĐỦ LỚN, ĐỂ TĂNG ĐẾN +0,6V. KHI ĐÓ MỘT ĐIỆN ÁP RĂNG CƯA ĐƯỢC TẠO RA TRÊN TỤ C_i . SƠ ĐỒ NHƯ VẬY ĐƯỢC GỌI LÀ BỘ TẠO DAO ĐỘNG TỰ TRIỆT, HAY LÀ *BỘ TẠO DAO ĐỘNG NGHỆT* (BLOCKING). ĐỂ TRÁNH HIỆN TƯỢNG TỰ TRIỆT CỦA BỘ TẠO DAO ĐỘNG, TRƯỚC HẾT PHẢI GIẢM QUÁ TẢI LỐI VÀO BẰNG CÁCH CHỌN HỆ SỐ BIẾN ÁP THÍCH HỢP. NGOÀI RA, MẠCH THIÊN ÁP MỘT CHIỀU CHO BASE SẼ ĐƯỢC CHỌN CÓ ĐIỆN TRỞ CÀNG NHỎ CÀNG TỐT. TRONG SƠ ĐỒ HÌNH 5.3 NẾU BỎ R_2 , GIẢM ĐIỆN TRỞ R_i SẼ LÀM CHO DÒNG BASE LỚN DO ĐÓ KHÔNG THỂ THỰC HIỆN ĐƯỢC. VÌ THẾ, HỢP LÝ NHẤT LÀ ĐỊNH ĐIỂM LÀM VIỆC BẰNG HỒI TIẾP ÂM DÒNG ĐIỆN, ĐỐI VỚI SƠ ĐỒ HÌNH 5.5 CÓ ĐIỆN TRỞ R_2 , HOẶC NHƯ CÁC SƠ ĐỒ HÌNH 5.6 VÀ 5.7.

ĐỂ XÉT ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG BIÊN ĐỘ, TÍNH K VÀ β .

$$\text{HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI: } K = -S Z_c \quad (5.13)$$

Ở ĐÂY Z_c LÀ TRỞ KHÁNG CỦA KHUNG CỘNG HƯỞNG CỦA MẠCH COLLECTOR;

S LÀ ĐỘ DỐC CỦA ĐẶC TRƯNG TRUYỀN ĐẠT CỦA TRANSISTOR.

TRONG ĐÓ:

$$\frac{I}{Z_c} = \frac{I}{R_{td}} + \frac{n^2}{h_{11e}} + \frac{I}{Z_t} \quad (5.14)$$

R_{TD} LÀ TRỞ KHÁNG CỦA KHUNG CỘNG HƯỞNG TẠI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG.

$$R_{td} = \frac{L}{cr} \quad (5.15)$$

L : ĐIỆN CẢM CỦA KHUNG CỘNG HƯỞNG;

C : ĐIỆN DUNG CỦA KHUNG CỘNG HƯỞNG;

R : ĐIỆN TRỞ TỔN HAO CỦA KHUNG CỘNG HƯỞNG;

Z_T : TRỞ KHÁNG CỦA TẢI.

$$S = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} \quad (5.16)$$

HỆ SỐ HỒI TIẾP:

$$\dot{\beta} = -\frac{\dot{u}_B}{\dot{u}_C} = -\frac{M}{L} = -n \quad (5.17)$$

$$\text{LẬP TÍCH } K\beta \geq 1 \quad (5.18)$$

THAY (5.13) ... (5.17) VÀO (5.18) NHẬN ĐƯỢC:

$$n^2 - n.h_{21e} + \frac{h_{11e}}{Z} \leq 0 \quad (5.19)$$

TRONG ĐÓ $Z = R_{td} // Z_t$

CHO VẾ PHẢI CỦA BIỂU THỨC BẰNG KHÔNG, GIẢI PHƯƠNG TRÌNH TA ĐƯỢC:

$$n_{1,2} = \frac{h_{21e}}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{h_{21e}}{2}\right)^2 - \frac{h_{11e}}{2}} \quad (5.20)$$

ĐẠO HÀM (5.19) VÀ XÉT DẤU, TA THẤY (5.19) ≤ 0 . KHI

$$n_2 \leq n \leq n_1 \quad (5.21)$$

VẬY NẾU HỆ SỐ HỒI TIẾP N THỎA MÃN ĐIỀU KIỆN (5.21) TRONG MẠCH CÓ DAO ĐỘNG. MẠCH CÓ DAO ĐỘNG HÌNH SIN (Ở TRẠNG THÁI XÁC LẬP) TẠI N_1 , HOẶC N_2 .

XÁC ĐỊNH TRỊ SỐ CÁC LINH KIỆN QUA HỆ SỐ HỒI TIẾP N THEO (5.17) VÀ QUA TẦN SỐ DAO ĐỘNG CỦA MẠCH:

$$f_{dd} \approx f_{ch} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.22)$$

5.4.3. BỘ DAO ĐỘNG BA ĐIỂM (MÁY PHÁT BA ĐIỂM)

CŨNG NHƯ MÁY PHÁT GHÉP HỖ CẢM, MÁY PHÁT BA ĐIỂM CŨNG GỒM MỘT TẦNG KHUẾCH ĐẠI CỘNG

HƯỜNG VÀ MẠCH HỒI TIẾP DƯƠNG. SỰ KHÁC NHAU CHỈ Ở MẠCH HỒI TIẾP. ĐỐI VỚI MÁY PHÁT GHÉP HỖ CẢM, MẠCH HỒI TIẾP DƯƠNG ĐƯỢC THỰC HIỆN BỞI MẠCH HỖ CẢM, CÒN CÁC SƠ ĐỒ MÁY PHÁT BA ĐIỂM MẠCH HỒI TIẾP DƯƠNG ĐƯỢC THỰC HIỆN BẰNG ĐIỆN CẢM HOẶC ĐIỆN DUNG.

KHÁI NIỆM BA ĐIỂM Ở ĐÂY, ĐỐI VỚI SƠ ĐỒ DÙNG TRANSISTOR LÀ Ở ĐIỂM NỐI CÁC CỰC EMITTER E, BASE B, COLLECTOR C VÀO MẠCH, CÒN ĐỐI VỚI TRANSISTOR TRƯỜNG LÀ BA ĐIỂM NỐI CỦA CỰC NGUỒN S, CỰC MÁNG D, CỰC CỬA G VÀO MẠCH. TRONG THỰC TẾ CÁC SƠ ĐỒ MÁY PHÁT BA ĐIỂM ĐƯỢC SỬ DỤNG NHIỀU HƠN, NHẤT LÀ VÙNG TẦN SỐ RẤT CAO, VÌ LINH KIỆN ÍT, DỄ LẮP RÁP V.V...

1) NGUYÊN TẮC THIẾT LẬP MẠCH BA ĐIỂM

CÁC MẠCH TẠO DAO ĐỘNG LC NÓI CHUNG ĐỀU CÓ THỂ ĐƯA VỀ MỘT KẾT CẤU CHUNG THEO HÌNH 5.8.A. TRONG ĐÓ K_i LÀ MỘT BỘ KHUẾCH ĐẠI CÓ THỂ DÙNG TRANSISTOR, TRANSISTOR TRƯỜNG, KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN V.V... BỘ KHUẾCH ĐẠI NÀY CÓ THỂ BIỂU DIỄN THEO SƠ ĐỒ TƯƠNG ĐƯƠNG (HÌNH 5.8.B). TRONG ĐÓ U_d LÀ ĐIỆN ÁP VÀO, K_i LÀ HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI KHI CHƯA CÓ HỒI TIẾP, R_r LÀ ĐIỆN TRỞ RA CỦA TẦNG KHUẾCH ĐẠI.

THEO HÌNH 5.8.A TA CÓ:

HỆ SỐ HỒI TIẾP:

$$\dot{\beta} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \quad (5.23)$$

HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI KHI CÓ TẢI:

$$\dot{K} = \frac{\dot{u}_r}{\dot{u}_d} = -K_i \frac{Z_i}{r_r + Z_i} \quad (5.24)$$

$$Z_i = Z_2 // (Z_1 + Z_3) \quad (5.25) \quad \text{ĐỘNG BA ĐIỂM (A), SƠ ĐỒ TƯƠNG ĐƯƠNG CỦA BỘ KHUẾCH ĐẠI } K_i \text{ (B).}$$

LẬP TÍCH $\dot{K}\dot{\beta}$ VÀ THAY (5.23) ...

(5.25) VÀO TA CÓ:

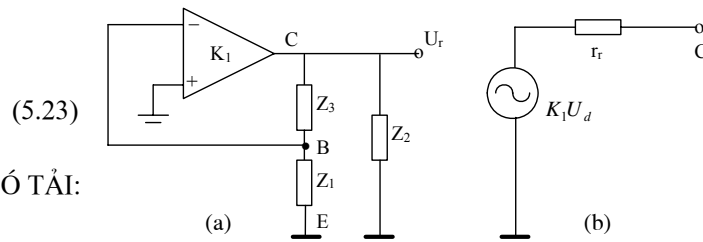
$$\dot{K}\dot{\beta} = -K_i \frac{Z_2 Z_1}{r_r (Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2 (Z_1 + Z_3)} \quad (5.26)$$

TRONG CHẾ ĐỘ DAO ĐỘNG GIẢ THIẾT TRỞ KHÁNG Z_1, Z_2, Z_3 LÀ THUẦN KHÁNG.

$$Z_1 = jX_1; \quad Z_2 = jX_2; \quad Z_3 = jX_3$$

THAY VÀO (5.26) TA CÓ:

$$K\beta = -K_i \frac{X_2 X_1}{r_r (X_1 + X_2 + X_3) + X_2 (X_1 + X_3)} \quad (5.27)$$



HÌNH 5.8. SƠ ĐỒ TỔNG QUÁT MẠCH TẠO DAO

ĐỘNG BA ĐIỂM (A), SƠ ĐỒ TƯƠNG ĐƯƠNG CỦA BỘ KHUẾCH ĐẠI K_i (B).

KHUNG DAO ĐỘNG GỒM CÁC PHẦN TỬ X_1, X_2, X_3 , THƯỜNG TẦN SỐ DAO ĐỘNG GẦN BẰNG TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG RIÊNG CỦA KHUNG, NÊN TẠI TẦN SỐ DAO ĐỘNG PHẦN ẢO CỦA TRỞ KHÁNG BẰNG KHÔNG:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (5.28)$$

DO ĐÓ TỪ (5.27) SUY RA:

$$K\beta = -K_1 \frac{X_1}{X_1 + X_3} \quad (5.29)$$

TỪ (5.28) SUY RA:

$$X_1 + X_3 = -X_2$$

DO ĐÓ TỪ (5.29) SUY RA:

$$K\beta = K_1 \frac{X_1}{X_2} \quad (5.30)$$

TỪ ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG PHA, ĐỂ CÓ HỒI TIẾP DƯỠNG, TỔNG DI PHA DO MẠCH KHUẾCH ĐẠI VÀ MẠCH HỒI TIẾP GÂY RA PHẢI BẰNG KHÔNG, TỨC LÀ $K\beta > 0$. DO ĐÓ TỪ (5.30) SUY RA: $X_1 X_2 > 0$ VÀ X_3 PHẢI NHỎ HƠN KHÔNG, HAY NÓI CÁCH KHÁC LÀ X_3 TRÁI DẤU VỚI X_1, X_2 . TỪ ĐÓ SUY RA:

- MẠCH BA ĐIỂM ĐIỆN CẢM:

$$X_1 X_2 > 0 \text{ VÀ } X_3 < 0 \quad (5.31)$$

(TRONG ĐÓ X_1, X_2 LÀ ĐIỆN CẢM VÀ X_3 LÀ ĐIỆN DUNG).

- MẠCH BA ĐIỂM ĐIỆN DUNG:

$$X_1 X_2 < 0 \text{ VÀ } X_3 > 0 \quad (5.32)$$

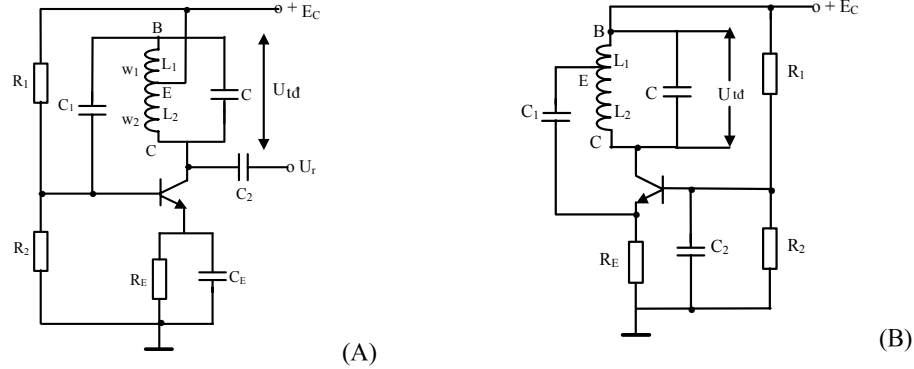
(TRONG ĐÓ X_1, X_2 LÀ ĐIỆN DUNG VÀ X_3 LÀ ĐIỆN CẢM).

2) MẠCH BA ĐIỂM ĐIỆN CẢM (MẠCH HARLEY)

MẠCH TẠO DAO ĐỘNG BA ĐIỂM ĐIỆN CẢM, CŨNG TƯƠNG TỰ NHƯ MẠCH DAO ĐỘNG GHÉP HỖ CẢM. NÓ CHỈ KHÁC Ở CHỖ BIẾN ÁP ĐƯỢC THAY ĐỔI BẰNG CUỘN CẢM CÓ ĐẦU RA PHỤ. CUỘN CẢM CÙNG TỰ ĐIỆN MẮC SONG SONG VỚI NÓ QUYẾT ĐỊNH TẦN SỐ DAO ĐỘNG CỦA BỘ TẠO DAO ĐỘNG.

HÌNH 5.9.A TRÌNH BÀY SƠ ĐỒ MẠCH TẠO DAO ĐỘNG BA ĐIỂM ĐIỆN CẢM DÙNG TRANSISTOR MẮC THEO KIỂU EMITTER CHUNG. ĐIỆN ÁP HỒI TIẾP LẤY TRÊN CUỘN L_1 QUA TỰ C_1 ĐƯA VỀ BASE CỦA TRANSISTOR NGƯỢC PHA VỚI ĐIỆN ÁP TRÊN COLLECTOR CHÍNH LÀ ĐIỆN ÁP TRÊN CUỘN L_2 , NHƯ VẬY MẠCH THỎA MÃN ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG PHA. HÌNH 5.9.B TRÌNH BÀY SƠ ĐỒ MẠCH TẠO DAO ĐỘNG BA ĐIỂM

ĐIỆN CẢM DÙNG TRANSISTOR MẮC THEO KIỂU BASE CHUNG. ĐIỆN ÁP HỒI TIẾP LẤY TRÊN L_1 QUA TỤ C , ĐƯA VỀ EMITTER CÙNG PHA VỚI ĐIỆN ÁP TRÊN COLLECTOR LẤY TRÊN L_1 VÀ L_2 . NHƯ VẬY MẠCH THỎA MÃN ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG PHA.



HÌNH 5.9. MẠCH BA ĐIỂM ĐIỆN CẢM (MẠCH HARLAY): SƠ ĐỒ EMITTER CHUNG (A), SƠ ĐỒ BASE CHUNG (B).

XÉT THEO ĐIỀU KIỆN (5.31), CÁC SƠ ĐỒ HÌNH 5.9, X_1 LÀ ĐIỆN KHÁNG GIỮA BASE VÀ EMITTER, X_2 LÀ ĐIỆN KHÁNG GIỮA COLLECTOR VÀ EMITTER MANG TÍNH ĐIỆN CẢM, CÒN X_3 LÀ ĐIỆN KHÁNG GIỮA COLLECTOR VÀ BASE MANG TÍNH ĐIỆN DUNG. DO ĐÓ MẠCH THỎA MÃN ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG PHA.

XÉT ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG BIÊN ĐỘ (5.3A). TA TÍNH CHO MẠCH HÌNH 5.9.A:

$$\dot{\beta} = -\frac{\dot{U}_B}{\dot{U}_C} = -\frac{L_1}{L_2} = -n \quad (5.33)$$

$$\text{VÀ} \quad \dot{K} = -SZ_C = -\frac{h_{21e}}{h_{11e}} \left[P^2 R_{th} // \frac{h_{11e}}{n^2} \right] \quad (5.34)$$

TRONG ĐÓ P LÀ HỆ SỐ GHÉP GIỮA TRANSISTOR VÀ MẠCH

$$P = \frac{U_{CE}}{U_{id}} = \frac{L_2}{L_1 + L_2} \quad (5.35)$$

THAY (5.33) ... (5.35) VÀO (5.3A) TA ĐƯỢC:

$$(1+n)^2 h_{11e} + n^2 R_{td} - n R_{td} h_{21e} \leq 0 \quad (5.36)$$

NHƯ VẬY (5.36) HOÀN TOÀN TRÙNG HỢP VỚI (5.19) NÊN CÁC KẾT QUẢ (5.20), (5.21) ĐỀU ĐÚNG TRONG TRƯỜNG HỢP NÀY. TẦN SỐ DAO ĐỘNG CỦA MẠCH ĐƯỢC XÁC ĐỊNH THEO (5.37):

$$f_{dd} \approx f_{ch} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C}} \quad (5.37)$$

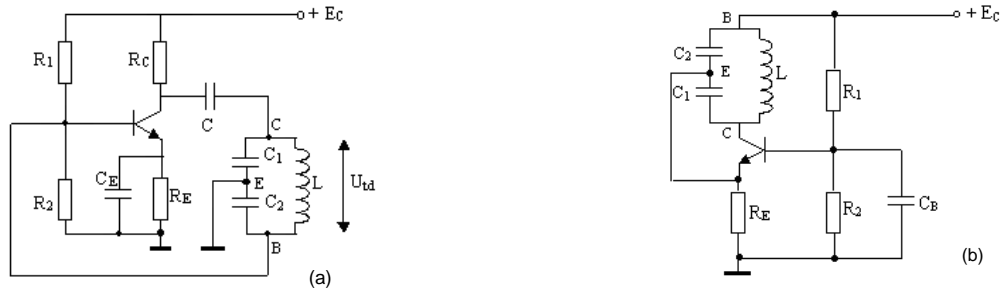
TRONG TRƯỜNG HỢP DÙNG MẠCH BASE CHUNG NHƯ HÌNH 5.9.B ĐỂ TẠO DAO ĐỘNG TẦN SỐ CAO, CŨNG CHO NHỮNG KẾT QUẢ NHƯ VẬY, NHƯNG TRONG CÁC BIỂU THỨC TRÊN PHẢI THAY H_{11E} VÀ H_{21E} BỞI h_{11b} VÀ h_{21b} , VÀ HỆ SỐ HỒI TIẾP β ĐƯỢC XÁC ĐỊNH THEO (5.38), VÀ HỆ SỐ GHEP GIỮA TRANSISTOR VÀ MẠCH THEO (5.39)

$$\dot{\beta} = -\frac{\dot{U}_{BE}}{\dot{U}_{CB}} = -\frac{L_1}{L_1 + L_2} = n \quad (5.38)$$

$$P = \frac{\dot{U}_{CB}}{\dot{U}_{td}} = 1 \quad (5.39)$$

3) MẠCH BA ĐIỂM ĐIỆN DUNG (MẠCH COLPITS)

MẠCH BA ĐIỂM ĐIỆN DUNG MẮC THEO SƠ ĐỒ EMITTER CHUNG NHƯ TRÊN HÌNH 5.10.A. CÒN MẮC THEO SƠ ĐỒ BASE CHUNG NHƯ TRÊN HÌNH 5.10.B.



HÌNH 5.10. MẠCH BA ĐIỂM ĐIỆN DUNG MẮC THEO SƠ ĐỒ EMITTER CHUNG (A), VÀ SƠ ĐỒ BASE CHUNG (B)

$$X_1 = X_{BE} = -\frac{1}{\omega C_2} < 0$$

$$X_2 = X_{CE} = -\frac{1}{\omega C_1} < 0$$

$$X_3 = X_{CB} = \omega L > 0.$$

NHƯ VẬY MẠCH THỎA MÃN ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG PHA.

ĐỐI VỚI SƠ ĐỒ HÌNH 5.10.A, HỆ SỐ HỒI TIẾP:

$$\dot{\beta} = -\frac{\dot{U}_{BE}}{\dot{U}_{CE}} = -\frac{C_2}{C_1} \quad (5.40)$$

ĐỐI VỚI SƠ ĐỒ HÌNH 5.10.B, HỆ SỐ HỒI TIẾP:

$$\dot{\beta} = -\frac{\dot{U}_{BE}}{\dot{U}_{CE}} = -\frac{C_2}{C_1 + C_2} \quad (5.41)$$

ĐẶC ĐIỂM CỦA SƠ ĐỒ BA ĐIỂM ĐIỆN DUNG LÀ DÙNG ĐIỆN DUNG ĐỂ PHÂN ÁP. TẦN SỐ DAO ĐỘNG CỦA MẠCH ĐƯỢC XÁC ĐỊNH THEO (5.42)

$$f_{dd} \approx f_{ch} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \cdot L}} \quad (5.42)$$

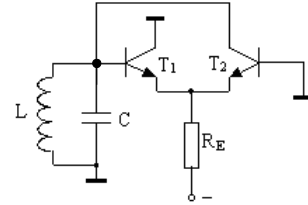
4) BỘ TẠO DAO ĐỘNG LC GHÉP EMITTER

SƠ ĐỒ BỘ TẠO DAO ĐỘNG LC GHÉP EMITTER ĐƠN GIẢN NHẤT TRÌNH BÀY Ở HÌNH 5.11, THỰC HIỆN TRÊN CƠ SỞ MỘT TẦNG KHUẾCH ĐẠI VI SAI.

VÌ ĐIỆN ÁP TRÊN BASE CỦA TRANSISTOR T_1 ĐỒNG PHA VỚI ĐIỆN ÁP TRÊN COLLECTOR CỦA TRANSISTOR T_2 , NÊN HỒI TIẾP XUẤT HIỆN KHI ĐẦU CHÚNG TRỰC TIẾP LÀ HỒI TIẾP DƯỠNG.

BỘ KHUẾCH ĐẠI DÙNG ĐỂ XÂY DỰNG NÊN BỘ DAO ĐỘNG GHÉP

EMITTER VÀ TẦNG CUỐI VỚI BIÊN ĐỘ TÍN HIỆU RA ĐIỀU CHỈNH ĐƯỢC ĐÃ ĐƯỢC HÃNG MOTOROLA CHẾ TẠO DƯỚI DẠNG VI MẠCH KÝ HIỆU MC - 1648, NÓ CÓ THỂ TẠO RA TÍN HIỆU CÓ TẦN SỐ ĐẾN 200MHZ.



HÌNH 5.11. BỘ TẠO DAO ĐỘNG LC GHÉP EMITTER

5.4.4. CÁC MẠCH TẠO DAO ĐỘNG DÙNG THẠCH ANH

1) TÍNH CHẤT VÀ MẠCH TƯƠNG ĐƯƠNG CỦA THẠCH ANH

TRONG NHIỀU TRƯỜNG HỢP, ĐỘ ỔN ĐỊNH TẦN SỐ CỦA BỘ DAO ĐỘNG LC DÙNG CÁC BIỆN PHÁP ỔN ĐỊNH NHƯ ĐÃ TRÌNH BÀY TRONG MỤC 5.3.2 LÀ KHÔNG ĐỦ. ĐỘ ỔN ĐỊNH TẦN SỐ PHỤ THUỘC VÀO NHIỆT ĐỘ, HỆ SỐ ĐIỆN CẢM VÀ ĐIỆN DUNG. ĐỂ ĐẠT ĐỘ ỔN ĐỊNH TẦN SỐ CAO HƠN THƯỜNG DÙNG THẠCH ANH ĐỂ ỔN ĐỊNH TẦN SỐ. THẠCH ANH CÓ NHỮNG TÍNH CHẤT VẬT LÝ RẤT ĐÁNG QUÝ NHƯ ĐỘ BỀN CƠ HỌC CAO, ÍT CHỊU TÁC ĐỘNG CỦA NHIỆT ĐỘ, ĐỘ ẨM VÀ TÁC DỤNG HÓA HỌC.

THẠCH ANH CÓ TÍNH CHẤT ÁP ĐIỆN, NGHĨA LÀ DƯỚI TÁC DỤNG CỦA ĐIỆN TRƯỜNG THÌ SINH RA DAO ĐỘNG CƠ HỌC VÀ NGƯỢC LẠI KHI CÓ DAO ĐỘNG CƠ HỌC THÌ SINH RA ĐIỆN TÍCH, DO ĐÓ CÓ THỂ DÙNG THẠCH ANH NHƯ MỘT KHUNG CỘNG HƯỞNG. KÝ HIỆU THẠCH ANH TRÊN HÌNH 5.12.A; SƠ ĐỒ TƯƠNG ĐƯƠNG CỦA THẠCH ANH VỀ ĐIỆN HÌNH 5.12.B, TRONG ĐÓ L_Q , C_Q , R_Q PHỤ THUỘC VÀO KÍCH THƯỚC VÀ CÁCH CẮT KHỐI THẠCH ANH.

THẠCH ANH CÓ KÍCH THUỐC Càng Nhỏ thì L_q , C_q và R_q càng nhỏ và tần số cộng hưởng càng cao, L_q , C_q , R_q có tính ổn định cao, còn C_p là điện dung của giá đỡ có độ ổn định kém hơn.

SAU ĐÂY LÀ CÁC GIÁ TRỊ ĐIỂN HÌNH CỦA CÁC THAM SỐ TRONG SƠ ĐỒ TƯƠNG ĐƯƠNG ĐỐI VỚI MỘT THẠCH ANH 4MHZ:

$$L_q = 100mH, \quad r_q = 100\Omega$$

$$C_q = 0,015pF, \quad C_p = 5pF$$

$$\text{ĐỘ PHẨM CHẤT } Q = 25.000$$

VÌ GIÁ TRỊ CỦA R_q RẤT NHỎ, NÊN TRONG TÍNH TOÁN CÓ THỂ BỎ QUA. TRỞ KHÁNG TƯỜNG ĐƯƠNG CỦA THẠCH ANH LÚC ĐÓ LÀ ĐIỆN KHÁNG TƯỜNG ĐƯƠNG ĐƯỢC XÁC ĐỊNH THEO (5.43)

$$Z_q = X_q = \frac{(j\omega L_q + \frac{1}{j\omega C_q}) \frac{1}{j\omega C_p}}{\frac{1}{j\omega C_q} + j\omega L_q + \frac{1}{j\omega C_p}} = j \frac{\omega^2 L_q C_q - 1}{\omega(C_p + C_q - \omega^2 L_q C_q C_p)} \quad (5.43)$$

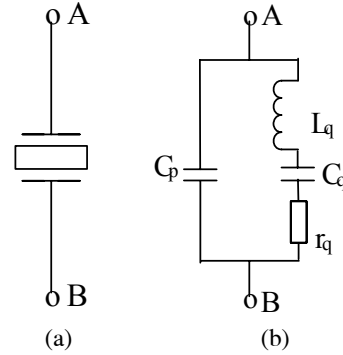
TỪ (5.43) SUY RA THẠCH ANH CÓ HAI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG: MỘT TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG NỐI TIẾP f_q ÚNG VỚI $Z_q = 0$ VÀ MỘT TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG SONG SONG f_p ÚNG VỚI $Z_q = \infty$.

TỪ (5.43) SUY RA:

$$f_q = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_q C_q}} \quad (5.44)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_p + C_q}{L_q C_p C_q}} = f_q \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_p}} \quad (5.45)$$

ĐIỆN DUNG C_p Càng LỚN SO VỚI C_q THÌ TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG NỐI TIẾP f_q Càng GẦN VỚI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG SONG SONG f_p . TỪ BIỂU THỨC (5.43) VÀ ĐẶC TÍNH ĐIỆN KHÁNG CỦA THẠCH ANH HÌNH 5.13, THẠCH ANH XUẤT HIỆN 3 MIỀN CÓ TÍNH CHẤT ĐIỆN KHÁNG LẦN LƯỢT LÀ: Ở VÙNG TẦN SỐ $f < f_q$ THẠCH ANH TƯƠNG



HÌNH 5.12. KÝ HIỆU THẠCH ANH (A), SƠ ĐỒ TƯƠNG ĐƯƠNG VỀ ĐIỆN CỦA THẠCH ANH (B).

ĐƯỜNG NHƯ MỘT DUNG KHÁNG, Ở VÙNG TẦN SỐ $f_q < f < f_p$ THẠCH ANH TƯƠNG ĐƯƠNG NHƯ MỘT CẢM KHÁNG, Ở VÙNG TẦN SỐ $f > f_p$ THẠCH ANH TƯƠNG ĐƯƠNG NHƯ MỘT DUNG KHÁNG.

HAI TẦN SỐ f_q VÀ f_p CỦA THẠCH ANH RẤT GẦN NHAU CHỈ CÁCH NHAU VÀI CHỤC KHZ. THƯỜNG SẢN XUẤT CÁC THẠCH ANH VỚI TẦN SỐ $f_q = 1\text{KHZ}$ ĐẾN HÀNG TRĂM MHZ.

CÁC TÍNH CHẤT CƠ BẢN VỀ ĐIỆN CỦA THẠCH ANH

- ĐỘ PHẨM CHẤT CAO: $Q = 10^4 \div 10^5$.
- TỶ SỐ L_q/C_q RẤT LỚN NÊN TRỞ KHÁNG TƯƠNG ĐƯƠNG CỦA THẠCH ANH $R_{t.a} = L_q/C_q r_q$ RẤT LỚN.
- VỚI KHUNG DAO ĐỘNG DỪNG THẠCH ANH CÓ THỂ ĐẠT ĐƯỢC ĐỘ KHÔNG ỔN ĐỊNH TẦN SỐ TƯƠNG ĐỐI:

$$\frac{\Delta f}{f_o} = 10^{-6} \div 10^{-10}$$

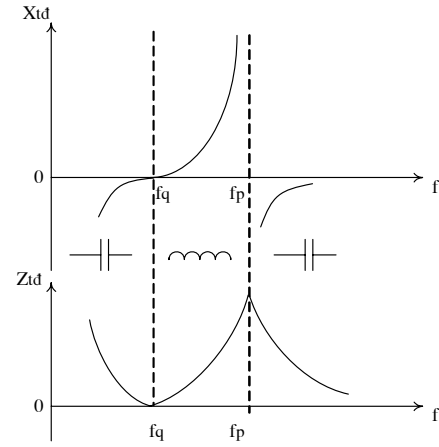
ĐỂ THAY ĐỔI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG CỦA BỘ CỘNG HƯỞNG THẠCH ANH TRONG PHẠM VI HẸP, NHƯ MÔ TẢ Ở HÌNH 5.14 NGƯỜI TA MẮC NỐI TIẾP VỚI THẠCH ANH MỘT TỤ BIẾN ĐỔI C_s .

LÚC NÀY TRỞ KHÁNG TƯƠNG ĐƯƠNG CỦA MẠCH:

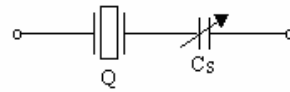
$$Z'_q = \frac{1}{j\omega C_s} \frac{C_q + C_p + C_s - \omega^2 L_q C_q (C_p + C_s)}{C_p + C_q - \omega^2 L_q C_q C_p} \quad (5.46)$$

DO ĐÓ TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG NỐI TIẾP CỦA MẠCH:

$$f'_q = f_q \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_p + C_s}} \quad (5.47)$$



HÌNH 5.13. ĐẶC TÍNH ĐIỆN KHÁNG CỦA THẠCH ANH



HÌNH 5.14. MỘT BIỆN PHÁP ĐỂ THAY ĐỔI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG CỦA THẠCH ANH.

NGOÀI RA VÌ C_p ỔN ĐỊNH KÉM, ĐỂ GIẢM ẢNH HƯỞNG CỦA C_p NGƯỜI TA MẮC MỘT TỤ C_o SONG SONG VỚI C_p , LÚC ĐÓ TRỞ KHÁNG TƯƠNG ĐƯƠNG CỦA MẠCH:

$$Z_q = j \frac{\omega^2 L_q C_q - 1}{\omega [C_p + C_o + C_q - \omega^2 L_q C_q (C_p + C_o)]} \quad (5.48)$$

KHI ĐÓ TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG SONG SONG:

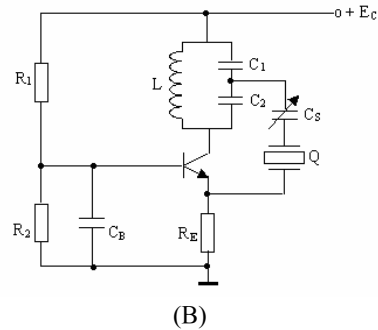
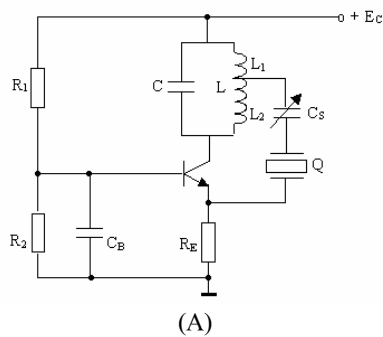
$$f_p = f_q \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_o + C_p}} \quad (5.49)$$

KHI $C_o \gg C_q$ THÌ $f_p \approx f_q$

DO MẮC THÊM TỤ C_o NÊN TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG SONG SONG f_p GIẢM XUỐNG GẦN BẰNG TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG NỐI TIẾP f_q VÀ f_p HẦU NHƯ KHÔNG PHỤ THUỘC VÀO C_p VÀ C_o . NHƯNG CŨNG VÌ VẬY MÀ ĐỘ PHẨM CHẤT CỦA MẠCH $Q = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C}}$ GIẢM, VÌ C TĂNG.

2) BỘ TẠO DAO ĐỘNG DÙNG THẠCH ANH VỚI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG NỐI TIẾP

CÓ THỂ ỔN ĐỊNH TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG CỦA BỘ TẠO DAO ĐỘNG LC, NẾU TRONG MẠCH HỒI TIẾP DÙNG BỘ CỘNG HƯỞNG THẠCH ANH. ĐỂ ĐẢM BẢO YÊU CẦU VỀ TẦN SỐ, THẠCH ANH MẮC NỐI TIẾP VỚI C_s , Ở TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG NỐI TIẾP CỦA THẠCH ANH, TÍN HIỆU HỒI TIẾP LÀ LỚN NHẤT. KHI ĐÓ THIẾT KẾ ĐỂ ĐIỆN TRỞ MẠCH NGOÀI (ĐẤU NỐI TIẾP TRONG MẠCH HỒI TIẾP) NHỎ HƠN ĐIỆN TRỞ TỔN HAO CỦA THẠCH ANH CÀNG NHIỀU CÀNG TỐT. NẾU KHÔNG LÀM ĐƯỢC ĐIỀU NÀY, THÌ ĐỘ PHẨM CHẤT CỦA THẠCH ANH GIẢM, VÀ KHI ĐỘ PHẨM CHẤT CÀNG GIẢM THÌ ĐỘ DỐC CỦA ĐẶC TÍNH PHA Ở GẦN TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG CỦA THẠCH ANH CÀNG NHỎ. LÚC ĐÓ DỊCH PHA KÝ SINH SẼ ẢNH HƯỞNG NHIỀU ĐẾN TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG.



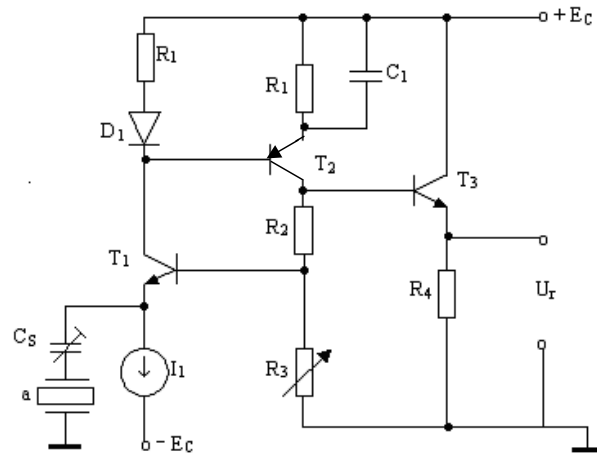
HÌNH 5.15. BỘ TẠO DAO ĐỘNG DÙNG THẠCH ANH VỚI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG NỐI TIẾP:

3 ĐIỂM ĐIỆN CẢM (A) VÀ 3 ĐIỂM ĐIỆN DUNG (B).

Để dàng thực hiện được điều kiện điện trở nối tiếp nhỏ trong mạch cộng hưởng thạch anh, nếu bộ tạo dao động LC được xây dựng trên các transistor mắc theo sơ đồ base chung được mô tả trên hình 5.15. Các sơ đồ mô tả trên hình 5.15 là bộ tạo dao động có khung cộng hưởng LC. Để cho dao động xuất hiện phải điều chỉnh tần số cộng hưởng của khung cộng hưởng LC ở tần số của bộ cộng hưởng thạch anh. Tần số cộng hưởng của khung dao động có thể chọn bằng bội số nguyên tần số cộng hưởng của thạch anh, và bộ dao động được kích thích tại hài bội tương ứng. Phương pháp này rất thuận lợi dùng để tạo các tần số lớn hơn 10MHz.

Khi sử dụng thạch anh ở tần số cộng hưởng cơ bản của nó thì có thể bỏ không dùng khung dao động phụ. Trên hình 5.16 trình bày sơ đồ tương ứng dùng để kích cộng hưởng nối tiếp của thạch anh. Để không làm giảm độ phẩm chất của thạch anh, sơ đồ kích thích phải có điện trở đủ nhỏ. Muốn thế người ta dùng bộ lặp lại emitter của transistor T_1 . Dòng chạy qua bộ cộng hưởng thạch anh, được khuếch đại bởi một gương dòng điện trên transistor T_2 và diode D_1 . Tại tần số cộng hưởng nối tiếp, trị số của dòng này đạt cực đại. Hệ số khuếch đại dòng được chọn sao cho tại tần số này thỏa mãn điều kiện tự kích của sơ đồ. Điện trở R_3 được chọn nhỏ để điện áp xoay chiều trên bộ cộng hưởng thạch anh không vượt quá 10 mV. Khi đó công suất tiêu thụ trên thạch anh nhỏ đến mức nó không ảnh hưởng đến độ ổn định của tần số cộng hưởng. Thay cho điện trở R_3 , tốt hơn cả là chọn một phần tử điều khiển được về mặt điện, chẳng hạn như transistor trường. Khi đó trị số điện trở kênh của transistor trường được xác lập bằng một sơ đồ điều khiển tự động biên độ tín hiệu. Giải pháp này đảm bảo sự kích thích tin cậy cho bộ cộng hưởng thạch anh, và đảm bảo độ méo nhỏ cho điện áp hình sin của sơ đồ.

SƠ ĐỒ HÌNH 5.16 CŨNG CÓ THỂ BẢO ĐẢM ĐƯỢC KHẢ NĂNG KÍCH THÍCH CHO MẠCH CỘNG HƯỞNG Ở CÁC SÓNG HÀI BỘI. MUỐN THỂ TỤ C_1 SẼ ĐƯỢC THAY THẾ BỞI MỘT KHUNG DAO ĐỘNG, ĐIỀU CHỈNH TẠI TẦN SỐ TƯƠNG ỨNG. SƠ ĐỒ BỘ DAO ĐỘNG CÓ PHẦN TỬ ĐIỀU CHỈNH BIÊN ĐỘ ĐIỆN ÁP TRÊN BỘ CỘNG HƯỞNG THẠCH ANH ĐANG XÉT ĐÃ ĐƯỢC HÃNG PLESSEY CHẾ TẠO DƯỚI DẠNG VI MẠCH VỚI KÝ HIỆU SL-680C.



HÌNH 5.16. BỘ TẠO DAO ĐỘNG DÙNG THẠCH ANH VỚI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG NỐI TIẾP KHÔNG CÓ KHUNG DAO ĐỘNG LC.

VI MẠCH NÀY CHO PHÉP NHẬN ĐƯỢC ĐIỆN ÁP RA CÓ TẦN SỐ ĐẾN 150MHZ. ĐỘ KHÔNG ỔN ĐỊNH TẦN SỐ TƯƠNG ĐỐI TRONG SƠ ĐỒ NÀY VÀO KHOẢNG 10^{-9} ĐẾN 10^{-7} .

3) BỘ DAO ĐỘNG DÙNG THẠCH ANH VỚI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG SONG SONG

MẠCH ĐIỆN TRÊN HÌNH 5.17.A LÀ MỘT DẠNG MẠCH ĐIỆN BA ĐIỂM ĐIỆN DUNG. NHÁNH CÓ THẠCH ANH MẮC NỐI TIẾP VỚI TỤ C_s TƯƠNG ĐƯƠNG NHƯ MỘT ĐIỆN CẢM, NGHĨA LÀ TẦN SỐ DAO ĐỘNG CỦA MẠCH PHẢI THỎA MÃN ĐIỀU KIỆN (5.50) VÀ TỤ C_s PHẢI THỎA MÃN ĐIỀU KIỆN (5.51).

$$f_q < f_{dd} < f_p \quad (5.50)$$

$$\frac{1}{\omega_{dd} C_s} < \omega_{dd} L_{td} \quad (5.51)$$

TRONG ĐÓ, L_{td} LÀ ĐIỆN CẢM TƯƠNG ĐƯƠNG CỦA THẠCH ANH.

ĐỂ GIẢM ẢNH HƯỞNG CỦA ĐIỆN DUNG RA, ĐIỆN DUNG VÀO ĐẾN TẦN SỐ DAO ĐỘNG CỦA MẠCH:

$$C_1, C_2 \gg C_s \quad (5.52)$$

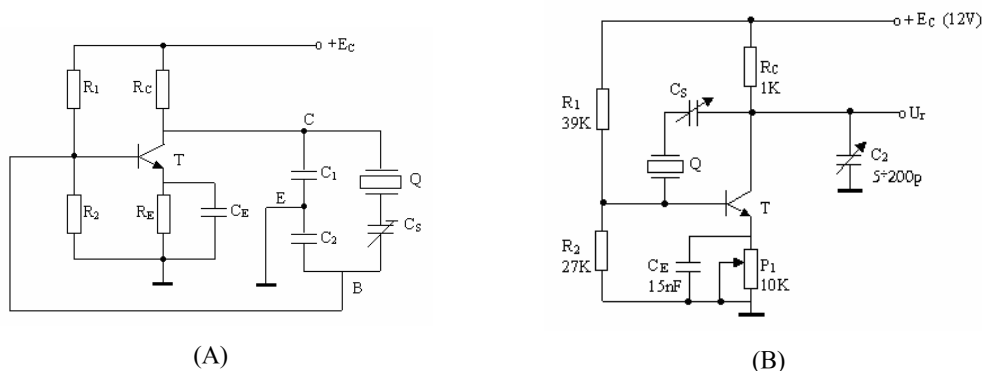
TẦN SỐ DAO ĐỘNG CỦA MẠCH CÓ THỂ XÁC ĐỊNH GẦN ĐÚNG NHƯ SAU:

$$f_{dd} \approx f_p \quad (5.53)$$

VỚI SƠ ĐỒ HÌNH 5.17.B CŨNG LÀ MẠCH ĐIỆN BA ĐIỂM ĐIỆN DUNG, NHÁNH CÓ THẠCH ANH MẮC NỐI TIẾP VỚI TỤ C_s TƯƠNG ĐƯƠNG NHƯ MỘT ĐIỆN CẢM, ĐIỆN DUNG GIỮA BASE VÀ EMITTER CỦA TRANSISTOR VÀ TỤ BIẾN ĐỔI C_2 THÀNH MẠCH HỒI TIẾP. GIÁ TRỊ CỦA C_2 THAY ĐỔI, LÀM THAY ĐỔI HỆ SỐ HỒI TIẾP.

CÁC MẠCH TẠO DAO ĐỘNG DÙNG THẠCH ANH HÌNH 5.17 ĐỀU SỬ DỤNG TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG SONG SONG.

ĐIỀU KIỆN BIÊN ĐỘ ĐƯỢC XÉT NHƯ MẠCH BA ĐIỂM ĐIỆN DUNG THÔNG THƯỜNG.



HÌNH 5.17. BỘ TẠO DAO ĐỘNG DÙNG THẠCH ANH VỚI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG SONG SONG.

5.5. BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC

5.5.1. KHÁI QUÁT CHUNG CỦA CÁC BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC.

ĐỂ TẠO RA CÁC DAO ĐỘNG TẦN SỐ THẤP (CÓ TẦN SỐ TỪ 10 HZ ĐẾN 30 KHZ), VIỆC SỬ DỤNG BỘ DAO ĐỘNG LC LÀ BẤT CẬP, VÌ CẦN TRỊ SỐ CỦA L , C RẤT LỚN. CẤU TẠO CỦA BỘ DAO ĐỘNG CÔNG KỀNH VÀ GIÁ THÀNH ĐẮT. HƠN NỮA KHI L , C LỚN THÌ ĐIỆN TRỞ TỔN HAO CŨNG LỚN, DO ĐÓ ĐỘ PHẨM CHẤT Q CỦA MẠCH RẤT NHỎ VÀ ĐỘ ỔN ĐỊNH TẦN SỐ THẤP. VÌ VẬY BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC THƯỜNG ĐƯỢC DÙNG Ở PHẠM VI TẦN SỐ THẤP THAY CHO CÁC BỘ TẠO DAO ĐỘNG LC . TRONG CÁC BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC KHÔNG CÓ CUỘN CẢM, DO ĐÓ CÓ THỂ CHẾ TẠO NÓ THUẬN TIỆN DƯỚI DẠNG VI MẠCH.

VỚI CÙNG MỘT ĐIỆN DUNG BIẾN ĐỔI, CÓ THỂ ĐIỀU CHỈNH ĐƯỢC TẦN SỐ DAO ĐỘNG CỦA BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC TRONG PHẠM VI RỘNG HƠN SO VỚI BỘ TẠO DAO ĐỘNG LC . VÌ TRONG BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC TẦN SỐ DAO ĐỘNG TỈ LỆ VỚI $1/C$, CÒN TRONG BỘ TẠO DAO ĐỘNG LC , TẦN SỐ TỈ LỆ VỚI $1/\sqrt{C}$.

MẠCH HỒI TIẾP CỦA BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC CHỈ BAO GỒM CÁC PHẦN TỬ RC, NGHĨA LÀ NÓ KHÔNG CÓ TÍNH CỘNG HƯỞNG TẠI TẦN SỐ CƠ BẢN NHƯ TRONG CÁC BỘ TẠO DAO ĐỘNG LC, VÌ VẬY ĐỂ GIẢM MÉO PHI TUYẾN, YÊU CẦU BỘ KHUẾCH ĐẠI LÀM VIỆC Ở CHẾ ĐỘ A.

5.5.2. BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC DÙNG MẠCH DI PHA TRONG MẠCH HỒI TIẾP.

ĐỐI VỚI BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC GỒM MỘT TẦNG KHUẾCH ĐẠI DÙNG TRANSISTOR MẮC THEO SƠ ĐỒ EMITTER CHUNG, ĐIỆN ÁP Ở LỐI RA LỆCH PHA SO VỚI ĐIỆN ÁP Ở LỐI VÀO 180° . DO ĐÓ ĐỂ THỎA MÃN ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG PHA, MẠCH HỒI TIẾP PHẢI TẠO RA MỘT GÓC DI PHA 180° (MẠCH NHANH PHA) HOẶC -180° (MẠCH CHẬM PHA). NHƯ ĐÃ BIẾT TRONG CÁC PHẦN TRÊN, MẠCH RC LỐI RA TRÊN R CÓ HÀM TRUYỀN ĐẠT ĐƯỢC XÁC ĐỊNH NHƯ SAU:

$$\dot{K} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$

(5.54A)

GÓC LỆCH PHA:

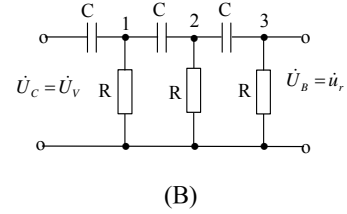
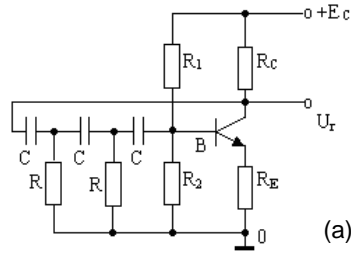
$$\varphi = \arctg \frac{1}{\omega RC}$$

(5.54B)

THEO (5.54B) MỘT MẠCH RC LỐI RA TRÊN R CHỈ CÓ THỂ TẠO RA MỘT GÓC DI PHA $\varphi < 90^\circ$ KHI R VÀ C KHÁC KHÔNG. VÌ VẬY MUỐN ĐẢM BẢO ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG PHA MẠCH HỒI TIẾP PHẢI CÓ TỐI THIỂU BA MẮT LỘC RC LỐI RA TRÊN R MẮC NỐI TIẾP NHAU, MỖI MẮT LỘC THỰC HIỆN MỘT GÓC DI PHA BẰNG 60° . NẾU DÙNG BỐN MẮT LỘC THÌ MỖI MẮT LỘC THỰC HIỆN MỘT GÓC DI PHA BẰNG 45° .

CÓ THỂ DÙNG CÁC MẮT LỘC RC CÓ TRỊ SỐ KHÁC NHAU, NHƯNG ĐỂ ĐƠN GIẢN THƯỜNG CHỌN CÓ TRỊ SỐ BẰNG NHAU. TRÊN HÌNH 5.18.A TRÌNH BÀY BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC DÙNG MẠCH DI PHA TRONG MẠCH HỒI TIẾP, CÁC LINH KIỆN THỎA MÃN ĐIỀU KIỆN (5.55).

$$R_1 // R_2 // r_{Bo} = R \quad (5.55)$$



HÌNH 5.18. MẠCH TẠO DAO ĐỘNG DÙNG MẠCH DI PHA TRONG MẠCH HỒI TIẾP (A);
MẠCH HỒI TIẾP DÙNG BA MẮT LỌC RC (B).

ĐỂ TÍNH HỆ SỐ TRUYỀN ĐẠT CỦA MẠCH HỒI TIẾP, VIẾT PHƯƠNG TRÌNH DÒNG ĐIỆN CHO NÚT 1, 2, 3 HÌNH 5.18.B, RỒI DÙNG PHƯƠNG PHÁP THỂ ĐỂ GIẢI, TA XÁC ĐỊNH ĐƯỢC:

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_B}{\dot{U}_C} = \frac{I}{1 - 5\alpha^2 - j\alpha(6 - \alpha^2)} \quad (5.56A)$$

TRONG ĐÓ $\alpha = \frac{1}{\omega RC}$

TỪ ĐÓ SUY RA ĐỘ LỚN CỦA HỆ SỐ HỒI TIẾP:

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{(1 - 5\alpha^2)^2 + \alpha^2(6 - \alpha^2)^2}} \quad (5.56B)$$

VÀ GÓC PHA CỦA MẠCH HỒI TIẾP:

$$\varphi_\beta = \arctg \frac{\alpha(6 - \alpha^2)}{1 - 5\alpha^2} \quad (5.57)$$

VỚI MẠCH DI PHA NÀY, $\varphi_\beta = \pi$ KHI $\alpha^2 = 6$

DO ĐÓ:

$$\omega_{dd} = \frac{1}{\sqrt{6}.RC} \quad (5.58)$$

THAY $\alpha^2 = 6$ VÀO (5.56B) XÁC ĐỊNH ĐƯỢC GIÁ TRỊ HỒI TIẾP TẠI TẦN SỐ DAO ĐỘNG:

$$\beta = \frac{1}{29} \quad (5.59)$$

NHƯ VẬY THEO ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG BIÊN ĐỘ (5.3A), HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI CỦA TẦNG $K \geq 29$.

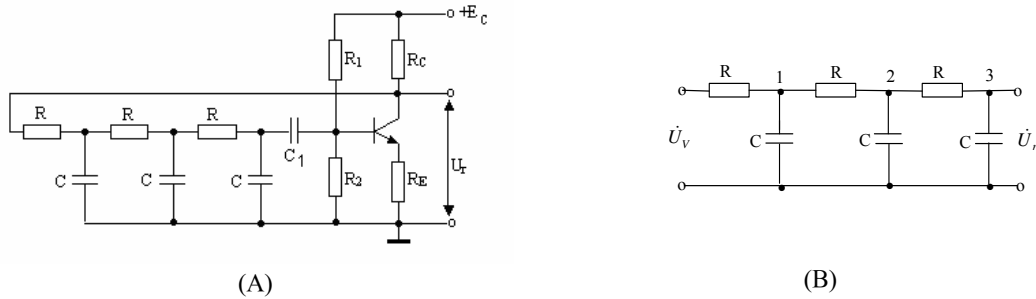
BẰNG CÁCH TƯƠNG TỰ, TÍNH ĐƯỢC TẦN SỐ DAO ĐỘNG VÀ HỆ SỐ TRUYỀN ĐẠT ĐỐI VỚI MẠCH HỒI TIẾP GỒM 4

MẮT LỘC RC NHƯ SAU:

$$\varphi_{\beta} = \pi \quad \text{KHI} \quad \omega_{dd} = \frac{1}{\sqrt{\frac{10}{7}} \cdot RC} \quad \text{VÀ} \quad \beta = \frac{1}{18,4}$$

NGƯỜI TA THẤY RẰNG SỐ MẮT LỘC CỦA MẠCH HỒI TIẾP CÀNG TĂNG THÌ ĐẠO HÀM $\frac{\partial \varphi_{\beta}}{\partial \omega}$ CÀNG LỚN, DO ĐÓ CÀNG THUẬN LỢI ĐỐI VỚI YÊU CẦU VỀ ĐỘ ỔN ĐỊNH TẦN SỐ.

TRONG SƠ ĐỒ HÌNH 5.18, MẠCH HỒI TIẾP DÙNG MẠCH LỘC THÔNG CAO (MẠCH NHANH PHA), THỰC TẾ CÓ THỂ DÙNG MẠCH HỒI TIẾP DÙNG MẠCH LỘC THÔNG THẤP (MẠCH CHẬM PHA) HÌNH 5.19.



HÌNH 5.19. BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC DÙNG MẠCH CHẬM PHA (TRỄ PHA) TRONG MẠCH HỒI TIẾP (A);

MẠCH HỒI TIẾP DÙNG MẠCH THÔNG THẤP, TRỄ PHA (B).

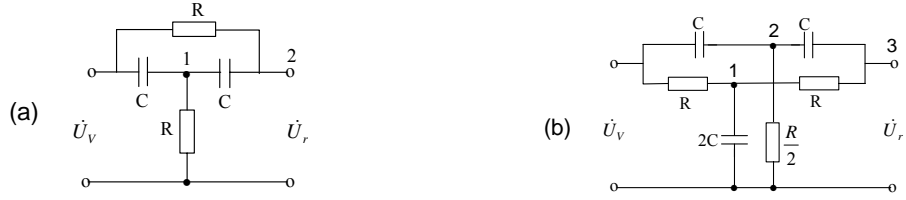
ĐỐI VỚI MẠCH HỒI TIẾP DÙNG 3 MẮT LỘC THÔNG THẤP RC, CÓ THỂ TÍNH ĐƯỢC:

$$\varphi_{\beta} = -\pi \quad \text{KHI} \quad \omega_{dd} = \frac{\sqrt{6}}{RC} \quad \text{VÀ TẠI TẦN SỐ DAO ĐỘNG} \quad \beta = \frac{1}{29}.$$

VỚI BỐN MẮT LỘC THÔNG THẤP RC THÌ $\varphi_{\beta} = -\pi$ KHI $\omega_{dd} = \frac{\sqrt{10/7}}{RC}$ VÀ TẠI TẦN SỐ DAO ĐỘNG $\beta = \frac{1}{18,4}$.

5.5.3. BỘ TẠO DAO ĐỘNG DÙNG MẠCH LỘC CẦU CHỮ T VÀ T-KÉP TRONG MẠCH HỒI TIẾP

MẠCH LỘC T VÀ T-KÉP ĐƯỢC BIỂU DIỄN TRÊN HÌNH 5.20.



HÌNH 5.20. MẠCH LỘC CẦU CHỮ T (A); VÀ CHỮ T-KÉP (B).

VỚI MẠCH LỘC T VIẾT PHƯƠNG TRÌNH DÒNG ĐIỆN CHO NÚT 1 VÀ NÚT 2, TỪ ĐÓ XÁC ĐỊNH ĐƯỢC HỆ SỐ TRUYỀN ĐẠT:

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_r}{\dot{U}_v} = \frac{\alpha^2 - 1 + j2\alpha}{\alpha^2 - 1 + j3\alpha} \quad (5.60)$$

TRONG ĐÓ $\alpha = \frac{1}{\omega RC}$

VẬY ĐỘ LỚN CỦA HỆ SỐ TRUYỀN ĐẠT VÀ GÓC PHA:

$$\beta = \sqrt{\frac{(\alpha^2 - 1)^2 + 4\alpha^2}{(\alpha^2 - 1)^2 + 9\alpha^2}} \quad (5.61A)$$

$$\varphi_\beta = \arctg \frac{\alpha(1 - \alpha^2)}{(\alpha^2 - 1)^2 + 6\alpha^2} \quad (5.61B)$$

VẬY $\varphi_\beta = 0$ KHI $\alpha = 1$ TỨC $\omega_{dd} = \frac{1}{RC}$

THAY $\alpha = 1$ VÀO (5.61A) ĐƯỢC HỆ SỐ TRUYỀN ĐẠT CÓ GIÁ TRỊ NHỎ NHẤT

$$\beta = \beta_{\min} = \frac{2}{3} \quad (5.61C)$$

VỚI MẠCH LỘC T-KÉP, ĐỂ TÍNH HỆ SỐ TRUYỀN ĐẠT, VIẾT PHƯƠNG TRÌNH DÒNG ĐIỆN CHO NÚT 1, 2 VÀ 3:

NÚT 1: $\frac{\dot{u}_v - u_1}{R} + \frac{\dot{u}_r - \dot{u}_1}{R} - u_1 \cdot 2j\omega C = 0.$

NÚT 2: $(\dot{u}_v - \dot{u}_2) \cdot j\omega C + (\dot{u}_r - \dot{u}_2) \cdot j\omega C - \frac{2\dot{u}_2}{R} = 0.$

NÚT 3: $(\dot{u}_2 - \dot{u}_r) \cdot j\omega C + \frac{\dot{u}_1 - \dot{u}_r}{R} = 0.$

ĐẶT $\alpha = \frac{1}{\omega RC}$, KHỬ \dot{u}_1 , \dot{u}_2 TA ĐƯỢC HỆ SỐ TRUYỀN:

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_r}{\dot{U}_v} = \frac{\alpha^2 - 1}{(\alpha^2 - 1) + j4\alpha} \quad (5.62)$$

ĐỘ LỚN CỦA HỆ SỐ TRUYỀN:

$$\beta = \frac{\alpha^2 - 1}{\sqrt{(\alpha^2 - 1)^2 + 16\alpha^2}}$$

(5.63A)

VÀ GÓC PHA:

$$\varphi_\beta = \arctg \frac{-4\alpha}{\alpha^2 - 1} = \arctg \frac{4\alpha}{1 - \alpha^2}$$

(5.63B)

$$\text{KHI } \alpha = 1 \text{ THÌ } \omega_{dd} = \frac{1}{RC} \text{ VÀ } \varphi_\beta = \pm \frac{\pi}{2}$$

THAY $\alpha = 1$ VÀO (5.63A) TA ĐƯỢC HỆ SỐ TRUYỀN ĐẠT NHẬN GIÁ TRỊ NHỎ NHẤT:

$$\beta = \beta_{\min} = 0$$

(5.63C)

TRONG MẠCH LỘC T-KÉP, VỚI $\alpha = 1$, $\omega_{dd} = 1/RC$ HỆ SỐ TRUYỀN ĐẠT, ĐẠT GIÁ TRỊ TỐI THIỂU $\beta = 0$,

VÀ GÓC PHA $\varphi_\beta = 0$. ĐÂY LÀ TRƯỜNG HỢP MẠCH CẦU KÉP CHỨT LỆCH CÂN BẰNG HAY ĐƯỢC DÙNG TRONG BỘ TẠO DAO ĐỘNG. TA THẤY TẠI TẦN SỐ $\omega_{dd} = 1/RC$, ($\alpha = 1$) HỆ SỐ TRUYỀN ĐẠT CẢ HAI MẠCH TRÊN ĐẠT CỰC TIỂU. VÌ VẬY CÁC MẠCH T VÀ MẠCH LỘC T-KÉP PHẢI ĐƯỢC MẮC VÀO BỘ KHUẾCH ĐẠI CÓ HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI LỚN, VÀ CHỈ MẮC TRONG NHÁNH HỒI TIẾP ÂM CỦA BỘ KHUẾCH ĐẠI LÀM NHIỆM VỤ CHỌN LỌC TẦN SỐ. ĐỂ MẠCH CÓ THỂ TẠO ĐƯỢC DAO ĐỘNG ỔN ĐỊNH TRONG BỘ KHUẾCH ĐẠI PHẢI CÓ THÊM MỘT NHÁNH HỒI TIẾP DƯƠNG KHÔNG PHỤ THUỘC VÀO TẦN SỐ, SAO CHO MẠCH CHỈ TẠO DAO ĐỘNG CÓ TẦN SỐ MÀ HỆ SỐ HỒI TIẾP ÂM QUA MẠCH T VÀ T-KÉP NHỎ NHẤT, TỨC LÀ KHI $\omega = \omega_{dd} = 1/RC$. TRÊN HÌNH 5.21 TRÌNH BÀY MẠCH DAO ĐỘNG DÙNG BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN CÓ MẠCH T TRONG MẠCH HỒI TIẾP ÂM.

THEO HÌNH 5.21, MẠCH HỒI TIẾP DƯƠNG GỒM R_1 , R_2 . MẠCH HỒI TIẾP ÂM LÀ MẠCH T. TẠI TẦN SỐ $\omega = \omega_{đl} = 1/RC$ THÌ HỆ SỐ HỒI TIẾP ÂM $\beta_- = \frac{2}{3}$. DO BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN CÓ HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI K_o RẤT LỚN, NÊN ĐỂ CÓ DAO ĐỘNG ỔN ĐỊNH HỆ SỐ HỒI TIẾP DƯƠNG $\beta_+ \geq \beta_-$.

HỆ SỐ HỒI TIẾP DƯƠNG:

$$\beta_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \geq \frac{2}{3} \quad (5.64)$$

TỪ ĐÓ SUY RA ĐIỀU KIỆN (5.65) LÀ ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG BIÊN ĐỘ:

$$R_2 \geq 2R_1 \quad (5.65)$$

TƯƠNG TỰ NHƯ VẬY CÓ THỂ THAY MẠCH T TRONG HÌNH 5.21 BẰNG MẠCH T-KÉP VÀ TÍNH ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG BIÊN ĐỘ CỦA MẠCH.

BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC DÙNG MẠCH T-KÉP CÓ ĐỘ ỔN ĐỊNH TẦN SỐ CAO HƠN DÙNG MẠCH T.

5.5.4. BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC DÙNG MẠCH CẦU VIÊN TRONG MẠCH HỒI TIẾP.

MẠCH CẦU VIÊN ĐƯỢC TẠO NÊN BỞI MẠCH LỌC THÔNG DÀI CÓ DẠNG NHƯ TRÊN HÌNH 5.22.

HỆ SỐ TRUYỀN ĐẠT CỦA MẠCH:

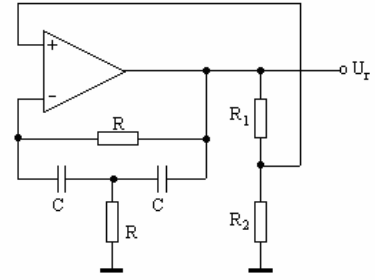
$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_r}{\dot{U}_v} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1})} \quad (5.66)$$

TỪ (5.66) XÁC ĐỊNH ĐƯỢC ĐỘ LỚN CỦA HỆ SỐ TRUYỀN ĐẠT:

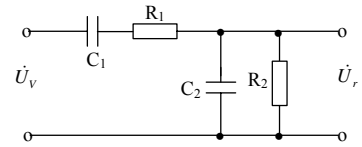
$$\beta = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}\right)^2 + \left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)^2}}$$

(5.67A)

VÀ GÓC PHA:



HÌNH 5.21. MẠCH TẠO DAO ĐỘNG DÙNG BỘ KẾTT CÓ MẠCH T TRONG MẠCH HỒI TIẾP ÂM.



HÌNH 5.22. MẠCH LỌC THÔNG DÀI.

$$\varphi_{\beta} = -\arctg \frac{\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}}$$

(5.67B)

TRONG THỰC TẾ THƯỜNG CHỌN: $C_1 = C_2 = C$ VÀ $R_1 = R_2 = R$

TA CÓ:

$$\beta = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(\frac{1}{\alpha} - \alpha \right)^2}}$$

(5.68A)

VÀ

$$\varphi_{\beta} = \arctg \frac{-\omega RC + \frac{1}{\omega RC}}{3} = \arctg \frac{-\frac{1}{\alpha} + \alpha}{3}$$

(5.68B)

TRONG ĐÓ $\alpha = \frac{1}{\omega RC}$

KHI $\alpha = 1$ TỨC LÀ $\omega = \omega_{d\sigma} = \frac{1}{RC}$ THÌ $\varphi_{\beta} = 0$

THAY $\alpha = 1$ VÀO (5.68A) TA ĐƯỢC HỆ SỐ TRUYỀN ĐẠT, ĐẠT GIÁ TRỊ CỰC ĐẠI:

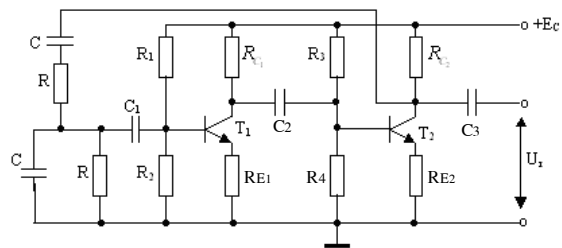
$$\beta = \beta_{\max} = \frac{1}{3}$$

(5.68C)

TẠI TẦN SỐ DAO ĐỘNG, MẠCH CÓ HỆ SỐ TRUYỀN ĐẠT (HỆ SỐ HỒI TIẾP) LỚN NHẤT VÀ GÓC DI PHA BẰNG KHÔNG, DO ĐÓ CÓ THỂ DÙNG MẠCH CẦU VIÊN LÀM MẠCH HỒI TIẾP DƯỠNG TRONG BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC DÙNG TRANSISTOR VỚI HAI TẦNG KHUẾCH ĐẠI.

SƠ ĐỒ TRÌNH BÀY TRÊN HÌNH 5.23 LÀ BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC DÙNG TRANSISTOR VỚI MẠCH CẦU VIÊN TRONG MẠCH HỒI TIẾP.

HỆ SỐ HỒI TIẾP DƯỠNG $\beta = 1/3$, DO ĐÓ ĐỂ THỎA MÃN ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG BIÊN ĐỘ, HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI CỦA BỘ KHUẾCH ĐẠI: $K = K_1 \cdot K_2 \geq 3$ TRONG K_1, K_2 LÀ HỆ SỐ



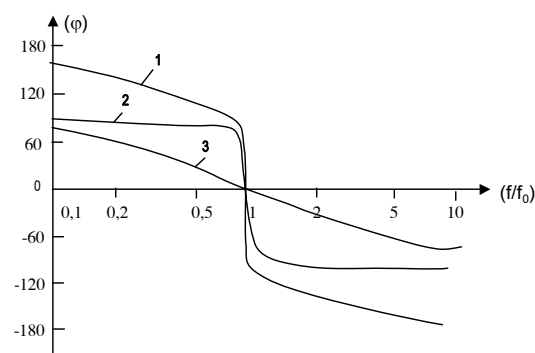
HÌNH 5.23. BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC DÙNG MẠCH CẦU VIÊN TRONG MẠCH HỒI TIẾP.

KHUẾCH ĐẠI CỦA TẦNG THỨ NHẤT VÀ THỨ HAI. ĐỂ TĂNG ĐỘ ỔN ĐỊNH TẦN SỐ TRONG MẠCH SỬ DỤNG HỒI TIẾP ÂM XOAY CHIỀU TRÊN R_{E_1} , R_{E_2} .

5.5.5. BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC DÙNG MẠCH CẦU VIÊN - RÔBINXON

VỀ NGUYÊN TẮC, BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC CÓ THỂ XÂY DỰNG THEO SƠ ĐỒ TƯƠNG TỰ NHƯ SƠ ĐỒ HÌNH 5.2, NẾU TA THAY KHUNG DAO ĐỘNG BẰNG MỘT BỘ LỌC THÔNG DÀI THỤ ĐỘNG RC. KHI KHẢO SÁT CÁC MẠCH LỌC THỤ ĐỘNG, NGƯỜI TA ĐÃ CHỨNG MINH ĐƯỢC, BỘ LỌC THỤ ĐỘNG RC ĐỘ PHẢN CHẤT LỚN NHẤT BỊ HẠN CHẾ Ở GIÁ TRỊ $1/2$. DAO ĐỘNG HÌNH SIN NHẬN ĐƯỢC TRONG CÁC BỘ TẠO DAO ĐỘNG NÀY CÓ ĐỘ ỔN ĐỊNH TẦN SỐ THẤP. ĐIỀU NÀY ĐƯỢC SUY RA TỪ ĐẶC TÍNH PHA - TẦN SỐ CỦA CÁC BỘ LỌC KHÁC NHAU VẼ TRÊN HÌNH 5.24. ĐỐI VỚI BỘ LỌC TẦN SỐ THẤP THỤ ĐỘNG VỚI ĐỘ PHẢN CHẤT $Q = 1/3$, THÌ DỊCH PHA TẠI TẦN SỐ BẰNG MỘT NỬA TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG SẼ VÀO KHOẢNG 27° .

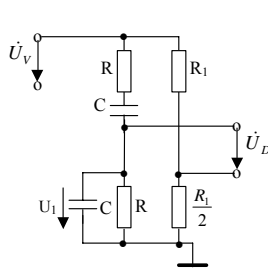
NẾU DỊCH PHA BỔ SUNG BỞI BỘ KHUẾCH ĐẠI, CHẴNG HẠN -27° , THÌ BỘ DAO ĐỘNG, PHÙ HỢP VỚI ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG PHA, TỔNG ĐỘ DỊCH PHA $\varphi = 0$, SẼ ĐƯỢC KÍCH TẠI TẦN SỐ BẰNG MỘT NỬA TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG CỦA BỘ LỌC TẦN THẤP. NHƯ VẬY ĐỂ NHẬN ĐƯỢC ĐỘ ỔN ĐỊNH TẦN SỐ CAO PHẢI CÓ MẠCH HỒI TIẾP, ĐẶC TÍNH PHA - TẦN SỐ CỦA MẠCH HỒI TIẾP PHẢI CÓ ĐỘ DỐC LỚN Ở ĐIỂM ĐI QUA KHÔNG. TÍNH CHẤT NHƯ VẬY TỒN TẠI TRONG CÁC KHUNG DAO ĐỘNG CÓ ĐỘ PHẢN CHẤT CAO VÀ TRONG CẦU VIÊN - RÔBINXON. MẠCH



HÌNH 5.24. SỰ PHỤ THUỘC CỦA ĐỘ DỊCH PHA VÀO TẦN SỐ: ĐƯỜNG 1: CẦU VIÊN-RÔBINXON; ĐƯỜNG 2: KHUNG DAO ĐỘNG VỚI $Q = 10$, ĐƯỜNG 3: BỘ LỌC THÔNG DẢI VỚI $Q = 1/3$.

CẦU VIÊN-RÔBINXON ĐƯỢC TRÌNH BÀY TRÊN HÌNH 5.25.

KHÁC VỚI BỘ LỌC THÔNG DÀI, ĐẶC TÍNH BIÊN ĐỘ - TẦN SỐ CỦA HỆ SỐ TRUYỀN ĐẠT TẠI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG LÀ CỰC TIỂU. CẦU VIÊN - RÔBINXON DÙNG ĐỂ TRIỆT TIÊU TÍN HIỆU TẠI MIỀN TẦN SỐ NHẤT ĐỊNH, ĐIỆN ÁP RA \dot{U}_D ĐƯỢC XÁC ĐỊNH THEO BIỂU THỨC (5.69).



$$\dot{U}_D = \frac{1}{3} \dot{U}_V - \frac{j\Omega}{1 + 3j\Omega - \Omega^2} \dot{U}_V \quad (5.69)$$

Ở ĐÂY: $\Omega = \omega RC = \frac{\omega}{\omega_o}$ GỌI LÀ TẦN SỐ GÓC CHUẨN

HÓA.

TỪ ĐÓ TA CÓ HỆ SỐ TRUYỀN ĐẠT:

$$\beta(j\Omega) = \frac{1}{3} \cdot \frac{1 - \Omega^2}{1 + 3j\Omega - \Omega^2} \quad (5.70)$$

MÔ-ĐUN CỦA CÓ HỆ SỐ TRUYỀN:

$$\beta = \frac{1 - \Omega^2}{3\sqrt{(1 - \Omega^2)^2 + 9\Omega^2}} \quad (5.71)$$

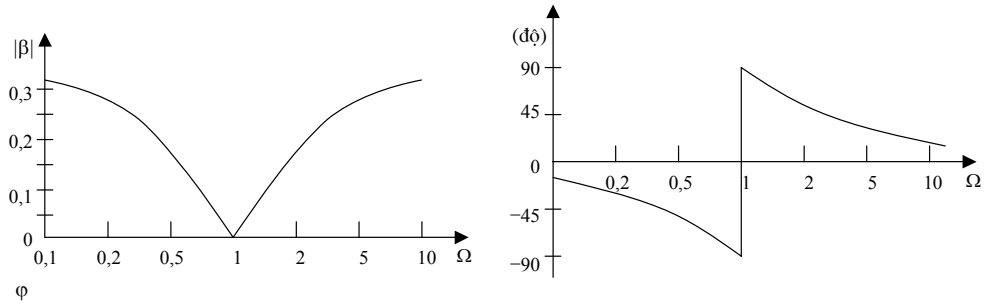
GÓC PHA:

$$\varphi = \arctg \cdot \frac{3\Omega}{\Omega^2 - 1} \quad (5.72)$$

ĐỒ THỊ CỦA β VÀ φ PHỤ THUỘC VÀO TẦN SỐ ĐƯỢC TRÌNH BÀY TRÊN HÌNH (5-26)

TUY NHIÊN, ĐIỆN ÁP RA CỦA CẦU VIÊN - RÔBINXON TẠI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG BẰNG KHÔNG, VÌ THẾ NÓ KHÔNG THỂ DÙNG TRỰC TIẾP TRONG CÁC SƠ ĐỒ TẠO DAO ĐỘNG. ĐỂ THIẾT LẬP SƠ ĐỒ TẠO DAO ĐỘNG, NGƯỜI TA THAY ĐỔI CẦU VIÊN - RÔBINXON ĐI ĐÔI CHỨT NHƯ MÔ TẢ Ở HÌNH 5.27. TRỊ SỐ ε LÀ SỐ DƯƠNG NHỎ HƠN 1 RẤT NHIỀU. DỄ DÀNG TÍNH ĐƯỢC ĐẶC TÍNH PHA - TẦN SỐ CỦA CẦU VIÊN - RÔBINXON CẢI BIẾN, TẠI TẦN SỐ CAO VÀ THẤP SO VỚI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG $U_i =$

0. KHI ĐÓ ĐIỆN ÁP RA $\dot{U}_D = -\frac{1}{3} \dot{U}_V$



HÌNH 5.26. ĐỒ THỊ BODE CỦA CẦU VIÊN - RÔBINXƠN

DỊCH PHA TẠI CÁC TẦN SỐ NÀY BẰNG $\pm 180^\circ$.

TẠI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG $\dot{U}_1 = \frac{1}{3}\dot{U}_v$, VÌ VẬY

$$\dot{U}_D = \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{3+\varepsilon} \right) \dot{U}_v \approx \frac{\varepsilon}{9} \dot{U}_v$$

NHƯ VẬY TẠI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG, ĐIỆN ÁP RA \dot{U}_D ĐỒNG PHA VỚI ĐIỆN ÁP VÀO \dot{U}_v .

ĐỂ ĐỊNH LƯỢNG

CÁC THAM SỐ CỦA ĐƯỜNG 1 TRONG HÌNH 5.24, TRƯỚC TIÊN TA VIẾT HÀM TRUYỀN ĐẠT CỦA CẦU VIÊN - RÔBINXƠN:

$$\frac{\dot{U}_D}{\dot{U}_v} = \frac{-1}{3+\varepsilon} \frac{(1+P^2)-\varepsilon P}{1+[(9+\varepsilon)(3+\varepsilon)]P+P^2}$$

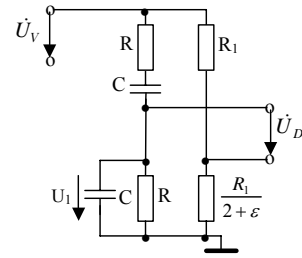
Ở ĐÂY $P = p/\omega_o$: TẦN SỐ GÓC PHỨC CHUẨN HÓA;

$p = j\omega + \sigma$: TẦN SỐ GÓC PHỨC.

BỎ QUA CÁC ε CÓ BẬC CAO, TA CÓ CÔNG THỨC ĐỂ XÁC ĐỊNH ĐẶC TÍNH PHA - TẦN SỐ:

$$\varphi = \arctg \frac{3\Omega(\Omega^2-1)(3+2\varepsilon)}{(\Omega^2-1)^2(3+\varepsilon)-9\varepsilon\Omega^2}$$

ĐƯỜNG CONG NÀY ĐƯỢC VẼ Ở HÌNH 5.24 VỚI $\varepsilon = 0,01$. NHƯ TA THẤY RÕ TỪ ĐỒ THỊ CỦA HÀM NÀY, PHA CỦA ĐIỆN ÁP RA CỦA CẦU VIÊN - RÔBINXƠN CẢI BIẾN, TRONG MỘT DẢI TẦN SỐ RẤT NHỎ THAY ĐỔI TỪ $+90^\circ \div -90^\circ$. DẢI NÀY CÀNG NHỎ NẾU CHỌN ε CÀNG NHỎ. VÌ VẬY CẦU VIÊN - RÔBINXƠN CÓ THỂ SO SÁNH VỚI KHUNG DAO ĐỘNG CÓ ĐỘ PHẨM CHẤT CAO.



HÌNH 5.27. CẦU VIÊN - RÔBINXƠN CẢI BIẾN

ƯU ĐIỂM CỦA SƠ ĐỒ NÀY LÀ: DỊCH PHA KHÔNG BỊ HẠN CHẾ BỞI TRỊ SỐ $\pm 90^\circ$ MÀ TĂNG LÊN CHO ĐẾN $\pm 180^\circ$, KHI CÓ ĐỘ LỆCH TẦN LỚN. VIỆC NÀY DẪN ĐẾN VIỆC SUY GIẢM TỐT HƠN ĐỐI VỚI CÁC HÀI BẬC CAO TRONG THÀNH PHẦN CỦA TÍN HIỆU RA.

NHUỘC ĐIỂM CỦA SƠ ĐỒ CẦU VIÊN - RÔBINXON LÀ SUY GIẢM TÍN HIỆU TẠI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG CÀNG MẠNH KHI ε CÀNG NHỎ.

TRỊ SỐ SUY HAO TẠI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG BẰNG:

$$\frac{U_D}{U_V} = \beta \approx \frac{\varepsilon}{9} \quad (5.73)$$

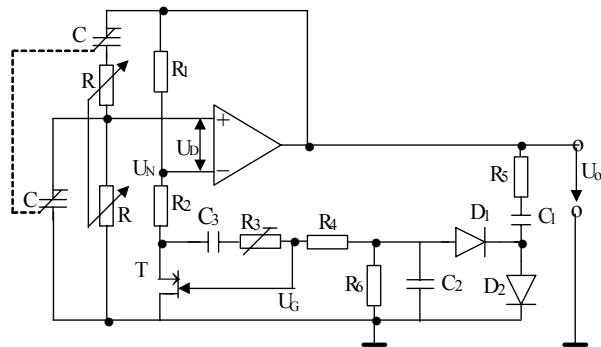
NHƯ VẬY TRONG THÍ DỤ ĐANG XÉT, TRỊ SỐ NÀY VÀO KHOẢNG 1/900. ĐỂ ĐẢM BẢO ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG BIÊN ĐỘ, CẦN PHẢI BÙ SUY HAO NÀY BẰNG BỘ KHUẾCH ĐẠI. TRÊN HÌNH 5.28 MÔ TẢ SƠ ĐỒ BỘ TẠO DAO ĐỘNG VỚI CẦU VIÊN - RÔBINXON.

NẾU BỘ KHUẾCH ĐẠI CÓ HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI VI PHÂN K_D , THÌ ĐỂ THỰC HIỆN ĐIỀU KIỆN CÂN BẰNG BIÊN ĐỘ $K_D \cdot \beta = 1$, CẦN PHẢI CHỌN GIÁ TRỊ ε .

$$\varepsilon = 9\beta = 9/K_D$$

NẾU ε LỚN, THÌ BIÊN ĐỘ DAO ĐỘNG BẮT ĐẦU TĂNG, SỰ TĂNG CÒN TIẾP DIỄN CHO ĐẾN KHI NÀO BỘ KHUẾCH ĐẠI CHƯA VÀO MIỀN BẢO HÒA. NẾU TRỊ SỐ ε RẤT NHỎ, HOẶC THẬM CHỈ LÀ ÂM, THÌ BỘ DAO ĐỘNG KHÔNG TỰ KÍCH.

TUY NHIÊN, KHÔNG THỂ CHỌN CÁC ĐIỆN TRỞ R_1 VÀ $R_1/(2 + \varepsilon)$ VỚI ĐỘ CHÍNH XÁC ĐỦ ĐỂ ĐẢM BẢO ĐỘ ỔN ĐỊNH BIÊN ĐỘ CỦA TÍN HIỆU, VÌ THẾ CÁC TRỊ SỐ NÀY CẦN PHẢI ĐƯỢC ĐIỀU CHỈNH TỰ ĐỘNG, TÙY THUỘC VÀO BIÊN ĐỘ ĐIỆN ÁP RA. MUỐN THẾ, TRONG SƠ ĐỒ HÌNH 5.28 TA SỬ DỤNG TRANSISTOR TRƯỜNG T. ĐỐI VỚI TRANSISTOR TRƯỜNG, ĐIỆN TRỞ KÊNH R_{DS} CỦA NÓ, KHI TRỊ SỐ U_{DS} ĐỦ NHỎ, CHỈ PHỤ THUỘC VÀO ĐIỆN ÁP ĐIỀU KHIỂN U_{GS} . MỘT PHẦN ĐIỆN ÁP U_N ĐẶT TRÊN ĐIỆN



HÌNH 5.28. BỘ TẠO DAO ĐỘNG ĐƠN GIẢN VỚI CẦU VIÊN - RÔBINXON. TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

TRỞ R_2 . VIỆC ĐẤU NỐI TIẾP ĐIỆN TRỞ R_2 VỚI R_{DS} ĐỂ TẠO RA ĐIỆN TRỞ $R_1/(2 + \varepsilon)$. GIÁ TRỊ TỐI THIỂU CỦA ĐIỆN TRỞ KÊNH R_{DS} BẰNG R_{DS} MỎ. DO ĐÓ TRỊ SỐ CỦA ĐIỆN TRỞ R_2 CẦN PHẢI CHỌN NHỎ HƠN $\frac{1}{2}R_1 - R_{DS}$ MỎ.

KHI ĐẤU NGUỒN NUÔI CHO BỘ DAO ĐỘNG, ĐẦU TIÊN $U_{GS} = 0$, $R_{DS} = R_{DS}$ MỎ. KHI THỎA MÃN ĐIỀU KIỆN LỰA CHỌN TRỊ SỐ R_2 , THÌ ĐIỆN TRỞ MẠCH NỐI TIẾP GIỮA ĐIỆN TRỞ R_2 VÀ R_{DS} SẼ NHỎ HƠN $(1/2)R_1$. KHI ĐÓ, TẠI TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG, ĐIỆN ÁP RA U_D CỦA CẦU VIÊN - RÔBINXON SẼ CÓ TRỊ SỐ ĐỦ LỚN. DAO ĐỘNG XUẤT HIỆN VÀ BIÊN ĐỘ BẮT ĐẦU TĂNG. ĐIỆN ÁP RA CỦA BỘ TẠO DAO ĐỘNG ĐƯỢC CHỈNH LƯU BỘI ÁP BẬC 2 TRÊN CÁC DIODE D_1 VÀ D_2 . ĐIỆN ÁP TRÊN CỰC CỦA CỦA TRANSISTOR TRƯỜNG TRỞ THÀNH ÂM, VÀ TRỊ SỐ ĐIỆN TRỞ R_{DS} TĂNG LÊN, BIÊN ĐỘ TÍN HIỆU RA SẼ CÒN TĂNG CHO ĐẾN KHI ĐIỀU KIỆN SAU ĐÂY ĐƯỢC THỎA MÃN:

$$R_{DS} + R_2 = \frac{R_1}{2 + \varepsilon} = \frac{R_1}{2 + (9/K_D)} \quad (5.74)$$

HỆ SỐ MÉO PHI TUYẾN CỦA ĐIỆN ÁP RA CỦA BỘ TẠO DAO ĐỘNG PHỤ THUỘC VÀO ĐỘ TUYẾN TÍNH CỦA ĐẶC TÍNH RA CỦA TRANSISTOR TRƯỜNG. ĐỘ TUYẾN TÍNH NÀY CÓ THỂ ĐƯỢC NÂNG CAO ĐÁNG KỂ NẾU MỘT PHẦN ĐIỆN ÁP GIỮA CỰC MÁNG VÀ CỰC NGUỒN CỦA TRANSISTOR TRƯỜNG ĐƯỢC CỘNG VỚI CÁC ĐIỆN ÁP CỰC CỦA. MUỐN VẬY TA DÙNG CÁC ĐIỆN TRỞ R_3 , R_4 TRONG SƠ ĐỒ. TỤ C_3 DÙNG ĐỂ NGĂN DÒNG MỘT CHIỀU ĐẾN LỖI VÀO N CỦA TẦNG KHUẾCH ĐẠI, DÒNG NÀY CÓ THỂ LÀM LỆCH ĐIỂM KHÔNG CỦA ĐIỆN ÁP RA. THƯỜNG NGƯỜI TA CHỌN $R_3 \approx R_4$, BẰNG CÁCH ĐIỀU CHỈNH CHÍNH XÁC TRỊ SỐ CỦA ĐIỆN TRỞ R_3 CÓ THỂ GIẢM ĐƯỢC HỆ SỐ MÉO PHI TUYẾN ĐẾN GIÁ TRỊ NHỎ NHẤT. TRÊN THỰC TẾ HỆ SỐ NÀY ĐẠT KHOẢNG 0,1%.

NẾU R LÀ MỘT CHIẾT ÁP, THÌ CÓ THỂ THAY ĐỔI TỪ TẦN SỐ CỘNG HƯỞNG CỦA SƠ ĐỒ. ĐẶC TRUNG GÓC QUAY CỦA CÁC CHIẾT ÁP CŨNG KÉM ĐỒNG NHẤT, THÌ SƠ ĐỒ ĐIỀU CHỈNH TỰ ĐỘNG BIÊN ĐỘ ĐIỆN ÁP RA CÀNG CẦN PHẢI CÓ HIỆU QUẢ HƠN. TRỊ SỐ CỰC ĐẠI CỦA ĐIỆN TRỞ R PHẢI ĐƯỢC CHỌN SAO CHO SỤT ÁP DO DÒNG VÀO TÍNH CỦA BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN GÂY RA TRÊN NÓ LÀ KHÔNG ĐÁNG KỂ. TRONG TRƯỜNG HỢP NGƯỢC LẠI CÓ THỂ DẪN ĐẾN VIỆC LÀM SAI LỆCH ĐIỂM LÀM VIỆC CỦA BỘ KHUẾCH ĐẠI. ĐỂ ĐẢM BẢO KHẢ NĂNG ĐIỀU CHỈNH TẦN SỐ TRONG GIỚI HẠN 1:10 THÌ PHẢI ĐẤU NỐI TIẾP VỚI CHIẾT ÁP MỘT ĐIỆN TRỞ CỐ ĐỊNH CÓ GIÁ TRỊ BẰNG $R/10$. NẾU LẮP THÊM MỘT BỘ PHẬN LÀM CHUYỂN ĐỔI ĐIỆN DUNG C THÌ SƠ ĐỒ CÓ THỂ BAO MỘT DẢI TẦN SỐ TỪ 10HZ ĐẾN 1MHZ. ĐỂ BỘ

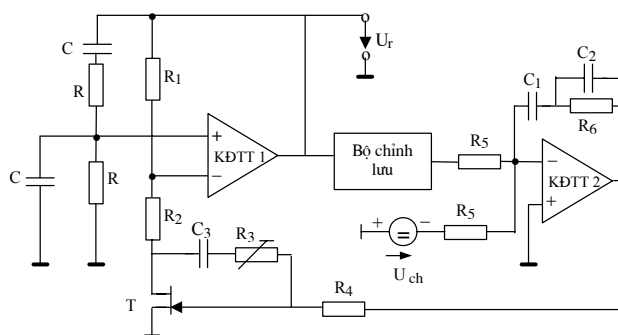
ĐIỀU CHỈNH TỰ ĐỘNG BIÊN ĐỘ KHÔNG GÂY RA MÉO NGAY CẢ Ở TẦN SỐ THẤP NHẤT, THÌ HẰNG SỐ THỜI GIAN NẠP VÀ PHÓNG CỦA TỤ LÀ R_5C_1 VÀ R_6C_2 PHẢI ĐƯỢC XÁC LẬP LỚN HƠN ÍT NHẤT 10 LẦN CHU KỲ DAO ĐỘNG LỚN NHẤT CỦA BỘ TẠO DAO ĐỘNG.

BIÊN ĐỘ ĐIỆN ÁP RA PHỤ THUỘC VÀO THAM SỐ CỦA TRANSISTOR TRƯỜNG T. ĐỘ ỔN ĐỊNH BIÊN ĐỘ KHÔNG THỂ ĐẶC BIỆT CAO, VÌ CÓ SỰ THAY ĐỔI THEO ĐIỆN TRỞ KÊNH CỦA TRANSISTOR TRƯỜNG T, THÌ CẦN PHẢI CÓ MỘT SỰ BIẾN ĐỔI NHẤT ĐỊNH CỦA BIÊN ĐỘ ĐIỆN ÁP RA. CÓ THỂ KHẮC PHỤC NHƯỢC ĐIỂM NÀY NẾU DÙNG MỘT TẦNG ĐỆM, ĐỂ KHUẾCH ĐẠI ĐIỆN ÁP ĐIỀU KHIỂN TRANSISTOR TRƯỜNG.

SƠ ĐỒ BỘ TẠO DAO ĐỘNG NHƯ VẬY TRÌNH BÀY TRÊN HÌNH 5.29.

TỪ LỐI RA CỦA BỘ CHỈNH LƯU, TRỊ SỐ TUYỆT ĐỐI CỦA ĐIỆN ÁP RA XOAY CHIỀU CỦA BỘ TẠO DAO ĐỘNG ĐƯỢC ĐẶT LÊN BỘ ĐIỀU CHỈNH TỔ HỢP TỶ LỆ CẢI BIẾN (THỰC HIỆN BỞI BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN 2). BỘ ĐIỀU CHỈNH XÁC LẬP ĐIỆN ÁP TRÊN CỰC CỦA TRANSISTOR TRƯỜNG T, SAO CHO GIÁ TRỊ TRUNG BÌNH CỦA ĐIỆN ÁP VÀO BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN 2 BẰNG KHÔNG. KHI ĐÓ GIÁ TRỊ TRUNG BÌNH CÁC ĐIỆN ÁP RA $|U_r|$ BẰNG ĐIỆN ÁP CHUẨN U_{ch} .

HẰNG SỐ THỜI GIAN CỦA BỘ ĐIỀU CHỈNH CẦN PHẢI ĐỦ LỚN SO VỚI CHU KỲ DAO ĐỘNG, BỞI VÌ TRONG TRƯỜNG HỢP NGƯỢC LẠI, HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI CỦA NÓ SẼ THAY ĐỔI QUA TỪNG CHU KỲ. ĐIỀU ĐÓ DẪN ĐẾN MÉO NGHIÊM TRỌNG TRONG ĐIỆN ÁP RA. VÌ VẬY NÊN CẢI BIẾN MỘT CHÚT SƠ ĐỒ KHUẾCH ĐẠI BẰNG CÁCH ĐẤU SONG SONG VỚI ĐIỆN TRỞ R_6 MỘT TỤ ĐIỆN, TỤ NÀY NGAY CẢ VỚI TẦN SỐ



HÌNH 5.29. BỘ TẠO DAO ĐỘNG DÙNG CẦU VIÊN - RÔBINXON CÓ BỘ ĐIỀU CHỈNH BIÊN ĐỘ TÍN HIỆU RA CHÍNH XÁC. BIÊN ĐỘ TÍN HIỆU: $U_r \approx \frac{\pi}{2} U_{ch}$

LÀM VIỆC THẤP NHẤT CỦA BỘ TẠO DAO ĐỘNG CŨNG LÀM GIẢM BỚT SỤT ÁP TRÊN TRỞ R_0 . KHI ĐÓ ĐIỂM UỐN CỦA ĐẶC TÍNH BIÊN ĐỘ TẦN SỐ CỦA BỘ ĐIỀU CHỈNH NẪM DƯỚI DẢI TẦN SỐ LÀM VIỆC.

5.6. CÁC MẠCH ĐIỆN TẠO DAO ĐỘNG XUNG

NGOÀI CÁC BỘ TẠO DAO ĐỘNG ĐIỀU HOÀ CÒN CÓ CÁC BỘ TẠO TÍN HIỆU XUNG. KỸ THUẬT XUNG SỐ BAO GỒM CÁC LĨNH VỰC KHÁ RỘNG VÀ QUAN TRỌNG CỦA NGÀNH ĐIỆN TỬ - TIN HỌC. NGÀY NAY TRONG BƯỚC PHÁT TRIỂN NHẢY VỌT CỦA KỸ THUẬT TỰ ĐỘNG HÓA, NÓ MANG Ý NGHĨA LÀ MỘT KHẤU THEN CHỐT, LÀ MỘT CÔNG CỤ KHÔNG THỂ THIẾU ĐƯỢC TRONG CÔNG NGHỆ HAY KỸ THUẬT, NÂNG CAO ĐỘ TIN CẬY HAY HIỆU QUẢ CỦA CHÚNG.

5.6.1 KHÁI NIỆM CHUNG

1. TÍN HIỆU XUNG VÀ CÁC THAM SỐ

TÍN HIỆU ĐIỆN ÁP HAY DÒNG ĐIỆN BIẾN ĐỔI THEO THỜI GIAN CÓ HAI DẠNG CƠ BẢN: LIÊN TỤC HAY RỜI RẠC (GIÁN ĐOẠN).

TƯƠNG ỨNG VỚI CHÚNG TỒN TẠI HAI LOẠI HỆ THỐNG GIA CÔNG, XỬ LÝ TÍN HIỆU CÓ NHỮNG ĐẶC ĐIỂM KỸ THUẬT KHÁC NHAU, MANG NHỮNG ƯU NHƯỢC ĐIỂM KHÁC NHAU LÀ HỆ THỐNG LIÊN TỤC (ANALOG) VÀ HỆ THỐNG RỜI RẠC (DIGITAL). NHIỀU KHI DO ĐẶC ĐIỂM PHÁT TRIỂN VÀ ĐỂ PHÁT HUY ĐẦY ĐỦ ƯU THẾ CỦA TỪNG LOẠI, TA GẶP TRONG THỰC TẾ HỆ THỐNG LAI GHEP KẾT HỢP CẢ VIỆC GIA CÔNG XỬ LÝ HAI LOẠI TÍN HIỆU TRÊN.

TRONG PHẦN NÀY CHỈ ĐỀ CẬP TỚI LOẠI TÍN HIỆU RỜI RẠC THEO THỜI GIAN GỌI LÀ TÍN HIỆU XUNG.

DẠNG CỦA TÍN HIỆU XUNG THƯỜNG GẶP ĐƯỢC TRÌNH BÀY TRÊN HÌNH 5.30. TÍN HIỆU CÓ THỂ LÀ MỘT DẪY XUNG TUẦN HOÀN THEO THỜI GIAN VỚI CHU KỲ LẶP LẠI T , HAY CHỈ LÀ MỘT XUNG ĐƠN XUẤT HIỆN MỘT LẦN, XUNG CÓ THỂ CÓ CỰC TÍNH DƯƠNG, ÂM, LƯỖNG CỰC, HOẶC CỰC TÍNH THAY ĐỔI.

CÁC THAM SỐ CƠ BẢN LÀ: BIÊN ĐỘ, ĐỘ RỘNG XUNG, ĐỘ RỘNG SƯỜN TRƯỚC VÀ SAU, ĐỘ SỤT ĐỈNH.

BIÊN ĐỘ XUNG U_M XÁC ĐỊNH BẰNG GIÁ TRỊ LỚN NHẤT CỦA ĐIỆN ÁP TÍN HIỆU XUNG TRONG THỜI GIAN TỒN TẠI.

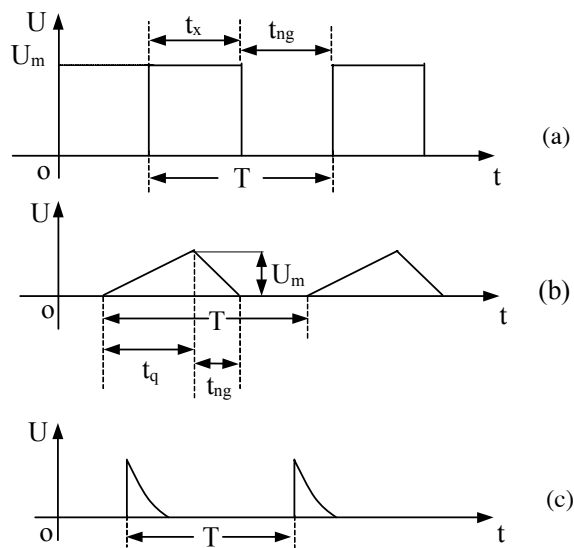
ĐỘ RỘNG SUỒN TRƯỚC VÀ SAU (T_{TR} VÀ T_S) XÁC ĐỊNH BỞI KHOẢNG THỜI GIAN TĂNG VÀ GIẢM CỦA BIÊN ĐỘ XUNG TRONG KHOẢNG GIÁ TRỊ $0,1 U_M$ ĐẾN $0,9 U_M$.

ĐỘ RỘNG XUNG T_X XÁC ĐỊNH BẰNG KHOẢNG THỜI GIAN XUNG CÓ BIÊN ĐỘ TRÊN MỨC $0,1 U_M$ (HAY MỨC $0,5 U_M$).

HÌNH 5.31 CHỈ RA MỘT XUNG VUÔNG THỰC TẾ, VỚI CÁC ĐOẠN ĐẶC TRƯNG: SUỒN TRƯỚC, ĐỈNH, SUỒN SAU. ĐỘ SỤT ĐỈNH XUNG THỂ HIỆN MỨC GIẢM BIÊN ĐỘ XUNG Ở ĐOẠN ĐỈNH XUNG ΔU .

VỚI DÃY XUNG TUẦN HOÀN, CÒN CÓ CÁC THAM SỐ ĐẶC TRƯNG SAU (CỤ THỂ VỚI DÃY XUNG VUÔNG):

- CHU KỲ LẬP LẠI XUNG T (HAY TẦN SỐ XUNG $f = 1/T$) LÀ KHOẢNG THỜI GIAN GIỮA CÁC ĐIỂM TƯƠNG ỨNG CỦA HAI XUNG KẾ TIẾP NHAU.



HÌNH 5.30. CÁC DẠNG TÍN HIỆU XUNG. DÃY XUNG VUÔNG (A). DÃY XUNG TAM GIÁC, RĂNG CỬA (B). DÃY XUNG HÀM MŨ, XUNG KIM (C).

- THỜI GIAN NGHỈ TRONG HÌNH 5.30(A) LÀ THỜI GIAN TRỐNG GIỮA HAI XUNG LIÊN TIẾP.

- HỆ SỐ LẤP ĐẦY γ LÀ TỈ SỐ GIỮA ĐỘ RỘNG XUNG T_x VÀ CHU KỲ T .

$$\gamma = \frac{T_x}{T}$$

- CHU KỲ XUNG $T = t_x + t_{ng}$, VÀ

DO ĐÓ $\gamma < 1$.

TRONG KỸ THUẬT XUNG SỐ, NGƯỜI TA THƯỜNG SỬ DỤNG PHƯƠNG PHÁP SỐ ĐỐI VỚI CÁC TÍN HIỆU XUNG, QUY ƯỚC CHỈ CÓ HAI TRẠNG THÁI PHÂN BIỆT:

- TRẠNG THÁI CÓ XUNG (KHOẢNG T_x) VỚI BIÊN ĐỘ LỚN HƠN MỘT MỨC NGUỖNG U_H GỌI LÀ MỨC CAO HAY MỨC “1” MỨC U_H THƯỜNG ĐƯỢC CHỌN CỖ BẰNG 1/2 ĐIỆN ÁP NGUỒN CUNG CẤP.

- TRẠNG THÁI KHÔNG CÓ XUNG (KHOẢNG T_{ng}) VỚI BIÊN ĐỘ NHỎ HƠN MỘT MỨC NGUỖNG U_L GỌI LÀ MỨC THẤP HAY MỨC “0” MỨC U_L ĐƯỢC CHỌN TÙY THEO PHẦN TỬ KHÓA (TRANSISTOR, KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN).

- CÁC MỨC ĐIỆN ÁP RA TRONG DẢI $U_L < U_{RA} < U_H$ LÀ TRẠNG THÁI CẤM.

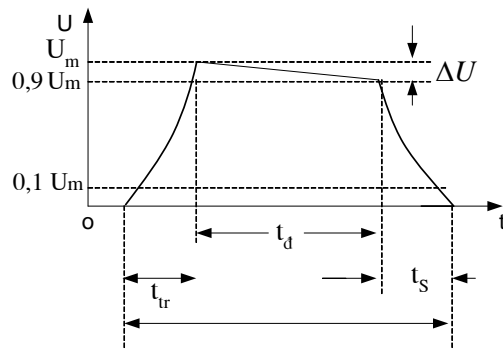
2. CHẾ ĐỘ KHÓA CỦA TRANSISTOR

TRANSISTOR LÀM VIỆC Ở CHẾ ĐỘ KHÓA, HOẠT ĐỘNG NHƯ MỘT KHÓA ĐIỆN TỬ, ĐÓNG MỞ MẠCH VỚI TỐC ĐỘ NHANH (TỪ 10^{-9} S ĐẾN 10^{-6} S), CÓ NHIỀU ĐẶC ĐIỂM KHÁC VỚI CHẾ ĐỘ ĐÃ XÉT Ở CÁC CHƯƠNG TRƯỚC.

YÊU CẦU CƠ BẢN VỚI MỘT TRANSISTOR Ở CHẾ ĐỘ KHÓA LÀ ĐIỆN ÁP Ở LỐI RA CÓ HAI TRẠNG THÁI RIÊNG BIỆT.

$$\left. \begin{array}{l} \bullet \quad U_{RA} \geq U_H \quad \text{KHI} \quad U_{VÀO} \leq U_L. \\ \bullet \quad U_{RA} \leq U_L \quad \text{KHI} \quad U_{VÀO} \geq U_H. \end{array} \right\} \quad (5.75)$$

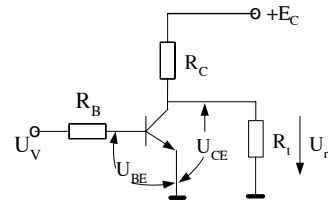
CHẾ ĐỘ KHÓA CỦA TRANSISTOR ĐƯỢC XÁC ĐỊNH BỞI CHẾ ĐỘ ĐIỆN ÁP HAY DÒNG ĐIỆN MỘT CHIỀU CUNG CẤP TỪ NGOÀI QUA MỘT MẠCH NÀO ĐÓ. VIỆC CHUYỂN TRẠNG THÁI CỦA KHÓA, ĐƯỢC THỰC HIỆN NHỜ MỘT TÍN HIỆU XUNG CÓ



HÌNH 5.31. DẠNG XUNG VUÔNG THỰC TẾ.

CỰC TÍNH THÍCH HỢP TÁC ĐỘNG TỚI LỐI VÀO. CŨNG CÓ TRƯỜNG HỢP KHÓA TỰ ĐỘNG CHUYỂN ĐỔI TRẠNG THÁI MỘT CÁCH TUẦN HOÀN NHỜ MẠCH HỒ TIẾP DƯƠNG NỘI BỘ, KHI ĐÓ, KHÔNG CẦN XUNG ĐIỀU KHIỂN, SẼ KHẢO SÁT TRONG MẠCH TẠO XUNG TIẾP SAU.

ĐỂ ĐƯA RA NHỮNG ĐẶC ĐIỂM CHỦ YẾU CỦA CHẾ ĐỘ KHÓA, HÃY XÉT MẠCH CỤ THỂ HÌNH 5.32. MẠCH THỰC HIỆN ĐƯỢC ĐIỀU KIỆN (5.75), KHI LỰA CHỌN U_H , U_L CŨNG NHƯ CÁC GIÁ TRỊ R_B , R_C THÍCH HỢP. BAN ĐẦU KHI $U_V = 0$ (HAY $U_V < U_L$), TRANSISTOR Ở TRẠNG THÁI CẮM, DÒNG $I_C = 0$, NẾU KHÔNG CÓ TẢI R_T : $U_{RA} = +E_C$. LÚC ĐIỆN TRỞ TẢI NHỎ NHẤT $R_C = R_T$ (VỚI R_T LÀ ĐIỆN TRỞ VÀO CỦA TẦNG SAU NỐI



HÌNH 5.32. MẠCH KHÓA (ĐẢO) DÙNG TRANSISTOR.

VỚI LỐI RA CỦA SƠ ĐỒ), $U_{ra} = (1/2)E_C$, LÀ MỨC NHỎ NHẤT CỦA ĐIỆN ÁP RA Ở MỨC TRẠNG THÁI CAO H, ĐỂ PHÂN BIỆT CHẮC CHẮN, TA CHỌN $U_H = (1/2)E_C$ (CHẴNG HẠN $U_H = 2,5V$ KHI $E_C = 5V$).

PHỐI HỢP VỚI ĐIỀU KIỆN (5.75), ĐIỆN ÁP VÀO NẪM DƯỚI MỨC U_L (ĐƯỢC HIỂU LÀ ĐIỆN ÁP VÀO LỚN NHẤT, ĐỂ TRANSISTOR BỊ KHÓA CHẮC CHẮN $U_L = U_{V \text{ MAX}}$), VỚI TRANSISTOR SILIC NGƯỜI TA CHỌN $U_L = 0,4V$.

KHI CÓ XUNG ĐIỀU KHIỂN CÓ CỰC TÍNH DƯƠNG ĐƯA TỚI ĐẦU VÀO $U_{VÀO} \geq U_H$ TRANSISTOR CHUYỂN SANG TRẠNG THÁI MỞ (BẢO HÒA), ĐIỆN ÁP RA KHI ĐÓ THỎA MÃN ĐIỀU KIỆN $U_{RA} \leq U_L$. ĐIỆN TRỞ R_C CHỌN THÍCH HỢP

ĐỂ THỜI GIAN QỖA ĐỘ ĐỦ NHỎ VÀ DÒNG I_C KHÔNG QUÁ LỚN, CHẴNG HẠN: $R_C = 5k\Omega$. XÁC ĐỊNH R_B ĐỂ KHI $U_V = U_H = 1,5V$ KHI ĐIỆN ÁP $U_{RA} \leq U_L = 0,4V$. MUỐN VẬY DÒNG COLECTƠ BẢO HÒA $I_{C_{bh}} = \frac{E_C}{R_C} = 1mA$,

VỚI HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI DÒNG $\beta = 100$, KHI ĐÓ DÒNG BAZƠ $I_{BBH} = 10\mu A$.

ĐỂ TRANSISTOR BẢO HÒA VỮNG CHẮC CHỌN $I_B = 100\mu A$ CÓ:

$$R_B = \frac{(1,5 - 0,6)V}{100\mu A} = 9k\Omega$$

Ở ĐÂY $0,6V$ LÀ ĐIỆN ÁP THÔNG THUẬN GIỮA BASE VÀ EMITTER CỦA TRANSISTOR.

ĐẶC TÍNH TRUYỀN ĐẠT CỦA SƠ ĐỒ VỚI NHỮNG THAM SỐ NHƯ VẬY ĐƯỢC TRÌNH BÀY TRÊN HÌNH 5.33.

Để đánh giá mức tin cậy của khóa, ta định nghĩa các tham

$$\left. \begin{aligned} S_H &= U_{ra \text{ khóa}} - U_H \\ S_L &= U_L - U_{ra \text{ mở}} \end{aligned} \right\} \quad (5.76)$$

Số dự trữ chống nhiễu ở mức cao S_H và ở mức thấp S_L .

Ở đây $U_{RA \text{ khóa}}$ và $U_{RA \text{ mở}}$ là các điện áp thực tế tại lối ra của transistor lúc khóa hay lúc mở tương ứng.

Với trường hợp cụ thể trên:

$$S_H = 2,5V - 1,5V = 1V \quad (\text{lúc } U_v \leq U_L)$$

$$S_L = 0,4V - 0,2V = 0,2V \quad (\text{lúc } U_v \geq U_H)$$

Ở đây điện áp giữa collector và emitter của transistor khi bão hòa $U_{CEBH} \approx 0,2V$.

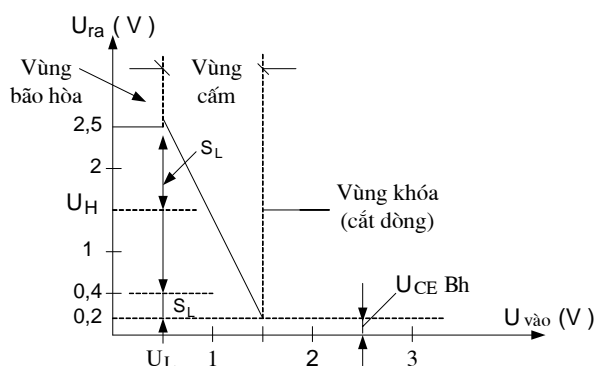
Như vậy dự trữ chống nhiễu đối với mức cao $S_H = 1V$, còn dự trữ chống nhiễu đối với mức thấp $S_L = 0,2V$.

Từ các kết quả trên, có thể nhận xét như sau:

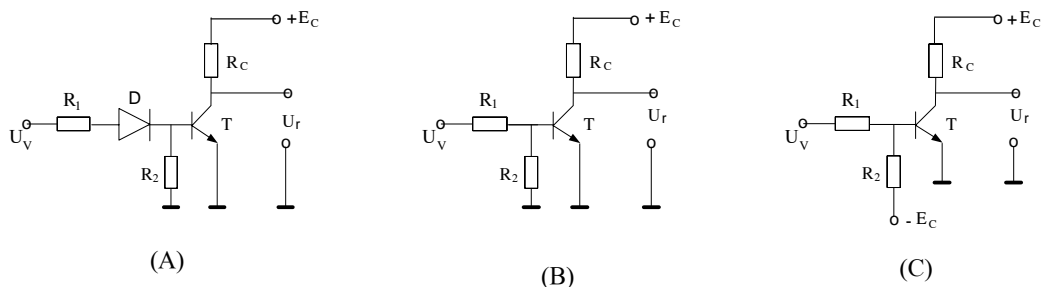
- Có thể dễ dàng đạt được mức S_H lớn bằng cách chọn E_c và các điện trở R_B, R_C thích hợp.

- Do S_L thường nhỏ, cần phải quan tâm đặc biệt tới việc nâng cao tính chống nhiễu với mức thấp. Vì trị số của điện áp ra nhỏ nhất $U_{r \min} = U_{CEbh}$ thực tế không thể giảm được, muốn S_L tăng cần phải tăng mức U_L (theo 5.76). Muốn vậy người ta đưa vào mạch base một hoặc vài diode hoặc là nối vào đó một mạch phân áp (hình 5.34).

Những biện pháp nêu trên, nhất thiết phải tuân theo khi sử dụng các transistor germani làm phần tử khóa. Bởi vì đối với chúng điện áp base - emitter của transistor mở, trong nhiều trường hợp nhỏ hơn U_{CEBH} . Đối với sơ đồ hình 5.34.a điện trở R_2 để nối mạch dòng ngược của tiếp giáp base - collector và mạch 5.33(c) điện trở R_2 nối với nguồn âm để transistor được khóa chắc hơn khi không có xung điều khiển ở lối vào.



HÌNH 5.33. ĐẶC TUYẾN TRUYỀN ĐẠT CỦA TRANSISTOR KHÓA.

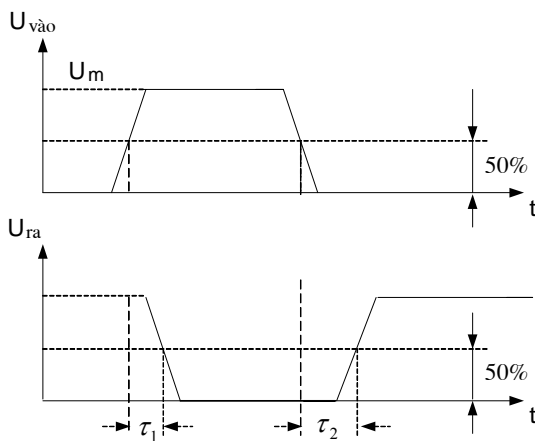


HÌNH 5.34. CÁC BIỆN PHÁP NÂNG CAO S_L .

MỘT ĐIỂM CẦN CHÚ Ý LÀ KHI SỬ DỤNG TRANSISTOR LÀM PHẦN TỬ KHÓA CẦN CHÚ Ý ĐẾN CÁC TÍNH CHẤT ĐỘNG (QUÁ ĐỘ) CỦA MẠCH VÀ YÊU CẦU CẦN NÂNG CAO TÍNH TÁC ĐỘNG NHANH CỦA KHÓA. KHI ĐÓ BIỆN PHÁP CƠ BẢN LÀ NGĂN NGỪA HIỆN TƯỢNG BẢO HÒA CỦA TRANSISTOR BẰNG CÁC GIẢI PHÁP KỸ THUẬT MẠCH.

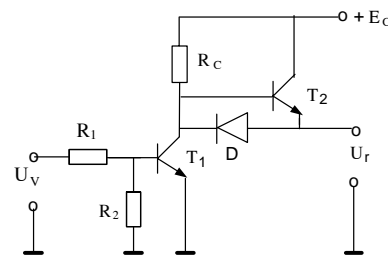
THÔNG THƯỜNG TÍNH CHẤT TẦN SỐ CỦA KHÓA BIỂU THỊ BỞI CÁC THAM SỐ TRUNG BÌNH VỀ THỜI GIAN TRỄ TÍN HIỆU, TRÌNH BÀY TRÊN HÌNH 5.35.

CÁC GIÁ TRỊ τ_1 , τ_2 THƯỜNG NHỎ (TỪ 10^{-8} S ĐẾN 10^{-9} S) NHƯNG KHÔNG THỂ BỎ QUA, ĐẶC BIỆT LÀ τ_2 LIÊN QUAN ĐẾN THỜI GIAN HỒI PHỤC ĐIỆN TRỞ NGƯỢC KHI CHUYỂN TRANSISTOR TỪ MỞ SANG KHÓA, KHI QUAN TÂM ĐẾN TÍNH LÀM VIỆC ĐỒNG BỘ GIỮA CÁC KHỐI HOẶC CÁC SƠ ĐỒ KHÁC NHAU, KHI THỰC HIỆN MỘT NHIỆM VỤ XỬ LÝ THÔNG TIN CỤ THỂ, ĐIỀU NÀY CÀNG QUAN TRỌNG TRONG CÁC HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN, TÍNH TOÁN GIỮA CÁC KHỐI, CÁC MẠCH. THỜI GIAN TRỄ TỔNG CỘNG BẰNG TỔNG THỜI GIAN TRỄ CỦA CÁC MẠCH THÀNH PHẦN. TỪ SƠ ĐỒ HÌNH 5.32 TA THẤY RẰNG: MỨC H NHỎ HƠN NHIỀU SO VỚI ĐIỆN ÁP NGUỒN NUÔI VÀ PHỤ THUỘC RẤT MẠNH VÀO



HÌNH 5.35. XÁC ĐỊNH THỜI GIAN TRỄ CỦA MẠCH KHÓA, TRONG ĐÓ τ_1 LÀ THỜI GIAN TRỄ SUỐN TRƯỚC τ_2 LÀ THỜI GIAN TRỄ SUỐN SAU, ĐƯỢC TÍNH Ở MỨC BIÊN ĐỘ 50% GIÁ TRỊ CỰC ĐẠI.

TRỞ GÁNH VÀ TRỞ TẢI, ĐỂ KHẮC PHỤC NHƯỢC ĐIỂM NÀY CỦA SƠ ĐỒ, CÓ THỂ NHƯ MẠCH MÔ TẢ TRÊN HÌNH 5.36, NGƯỜI TA MẮC THÊM MỘT MẠCH LẬP LẠI EMITTER VÀO SAU SƠ ĐỒ KHÓA. KHI ĐÓ CÁC NHƯỢC ĐIỂM ĐÃ NÊU TRÊN ĐƯỢC KHẮC PHỤC, MỨC U_H ĐƯỢC NÂNG LÊN. VỚI ĐẶC TÍNH ĐIỆN DUNG CỦA GÁNH, KHI $U_v \geq U_H$ T_1 MỞ BẢO HÒA, ĐIỆN ÁP TRÊN COLLECTOR CỦA T_1 GẦN BẰNG KHÔNG, CŨNG CHÍNH LÀ ĐIỆN ÁP TRÊN BASE CỦA T_2 .



HÌNH 5.36. SƠ ĐỒ KHÓA TRANSISTOR VỚI MẠCH LẬP DÙNG T_2

DO ĐÓ DÒNG PHÓNG CỦA ĐIỆN DUNG GÁNH QUA MẠCH RA CỦA SƠ ĐỒ (CÓ QUA BASE - EMITTER CỦA T_2 PHÂN CỰC NGƯỢC), SẼ RẤT NHỎ. VẬY MẠCH ĐÃ MẮC THÊM DIODE D, DIODE NÀY NỐI MẠCH PHÓNG CỦA ĐIỆN DUNG GÁNH QUA TRANSISTOR MỞ T_1 , SẼ LÀM QUÁ TRÌNH XÂY RA NHANH. TUY NHIÊN LÚC ĐÓ ĐIỆN ÁP RA CỦA KHÓA TRONG TRẠNG THÁI THẤP TĂNG ĐẾN 0,8V (U_{DT} ĐIỆN ÁP THUẬN TRÊN DIODE BẰNG 0,6V VÀ ĐIỆN ÁP MỞ BẢO HÒA $U_{CE1} \approx 0,2V$).

TƯƠNG TỰ CÓ THỂ DÙNG TRANSISTOR TRƯỜNG FET LÀM PHẦN TỬ KHÓA.

KHI LÀM VIỆC Ở CHẾ ĐỘ XUNG, KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN HOẠT ĐỘNG NHƯ MỘT KHÓA ĐIỆN TỬ ĐÓNG, MỞ NHANH, ĐIỂM LÀM VIỆC LUÔN NẪM TRONG VÙNG

BẢO HÒA CỦA ĐẶC TRƯNG TRUYỀN ĐẠT $U_{RA} = F(U_{VÀO})$. KHI ĐÓ ĐIỆN ÁP RA CÓ GIÁ TRỊ MỘT TRONG HAI MỨC BẢO HÒA $U_{r\max}^+$ VÀ $U_{r\max}^-$ ỨNG VỚI CÁC BIÊN ĐỘ U_V ĐỦ LỚN. NGUYÊN LÝ HOẠT ĐỘNG CỦA MỘT IC KHÓA ĐÃ ĐƯỢC KHẢO SÁT Ở CHƯƠNG KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN.

5.6.2. CÁC MẠCH KHÔNG ĐỒNG BỘ HAI TRẠNG THÁI ỔN ĐỊNH

CÁC MẠCH CÓ HAI TRẠNG THÁI ỔN ĐỊNH Ở ĐẦU RA (CÒN GỌI LÀ MẠCH TRIGGER) LÀ CÁC MẠCH SỐ CÓ HỒI TIẾP DƯỠNG. NÓ KHÁC CÁC SƠ ĐỒ TUYẾN TÍNH CÓ HỒI TIẾP DƯỠNG (HỆ TỰ DAO ĐỘNG) Ở CHỖ ĐIỆN ÁP RA CỦA CHÚNG KHÔNG BIẾN ĐỔI TỪ TỪ, MÀ NHẢY TỪ MỘT GIÁ TRỊ ĐIỆN ÁP KHÔNG ĐỔI NÀY ĐẾN MỘT GIÁ TRỊ KHÔNG ĐỔI KHÁC, CHỈ XẢY RA KHI ĐẠT TỚI LỐI VÀO THÍCH HỢP CỦA NÓ CÁC XUNG ĐIỆN ÁP CÓ BIÊN ĐỘ VÀ CỰC TÍNH THÍCH HỢP.

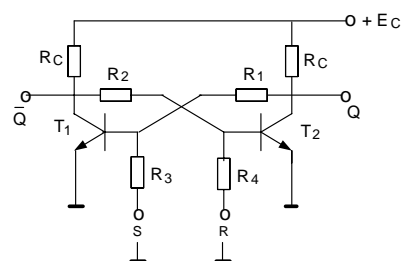
1. TRIGGER ĐỐI XỨNG DÙNG TRANSISTOR (TRIGGER RS)

HÌNH 5.37 TRÌNH BÀY SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ CỦA TRIGGER RS ĐỐI XỨNG. THỰC CHẤT ĐÂY LÀ HAI MẠCH ĐẢO DÙNG T_1 VÀ T_2 GHÉP LIÊN TIẾP NHAU BẰNG CÁC VÒNG HỒI TIẾP DƯỠNG BẰNG CÁC CẶP ĐIỆN TRỞ R_1, R_3 VÀ R_2, R_4 .

NGUYÊN LÝ HOẠT ĐỘNG:

MẠCH CHỈ CÓ HAI TRẠNG THÁI ỔN ĐỊNH BỀN LÀ: T_1 MỞ T_2 KHÓA ỨNG VỚI MỨC ĐIỆN ÁP RA $Q = 1, \bar{Q} = 0$ HAY T_1 KHÓA T_2 MỞ ỨNG VỚI TRẠNG THÁI RA $Q = 0, \bar{Q} = 1$. CÁC TRẠNG THÁI CÒN LẠI: T_1 VÀ T_2 CÙNG MỞ LÀ KHÔNG ỔN ĐỊNH. KHI ĐÓNG MẠCH NGUỒN NUÔI, QUA CÁC ĐIỆN TRỞ R_C, R_1, R_2 , MỘT ĐIỆN ÁP DƯƠNG SẼ ĐƯỢC ĐẶT VÀO BASE T_1, T_2 DO ĐÓ LÚC ĐẦU CẢ HAI TRANSISTOR CÙNG MỞ, NHƯNG DO TÍNH CHẤT ĐỐI XỨNG KHÔNG LÝ TƯỞNG CỦA MẠCH, CHỈ CẦN MỘT SỰ CHÊNH LỆCH VÔ CÙNG BÉ CỦA DÒNG ĐIỆN TRÊN HAI NHÁNH ($I_{B1} \neq I_{B2}$ HAY $I_{C1} \neq I_{C2}$), THÔNG QUA CÁC MẠCH HỒI TIẾP DƯỠNG, ĐỘ CHÊNH LỆCH NÀY TĂNG LÊN NHANH

CHÓNG TỚI MỨC SƠ ĐỒ CHUYỂN VỀ MỘT TRONG HAI TRẠNG THÁI ỔN ĐỊNH BỀN ĐÃ NÊU TRÊN. (CHẴNG HẠN ĐẦU TIÊN $I_{B1} > I_{B2}$, DẪN ĐẾN $I_{C1} > I_{C2}$, ĐIỆN ÁP TRÊN COLLECTOR T_1 GIẢM XUỐNG, CÒN TRÊN COLLECTOR T_1 TĂNG LÊN, QUA MẠCH PHÂN ÁP R_2, R_4 VÀ R_1, R_3 DẪN ĐẾN $I_{B1} \gg I_{B2}$ VÀ KẾT QUẢ LÀ T_1 MỞ BẢO HÒA, T_2



HÌNH 5.37. TRIGGER ĐỐI XỨNG KIỂU RS DÙNG TRANSISTOR

KHÓA). NẾU NGƯỢC LẠI LÚC ĐẦU $I_{B1} < I_{B2}$
THÌ DẪN ĐẾN T_1 KHÓA T_2 MỞ. TRẠNG
THÁI CẢ HAI TRANSISTOR ĐỀU KHÓA LÀ
KHÔNG XẢY RA.

ĐỂ LỐI RA ĐƠN TRỊ, TỨC LÀ ĐIỆN ÁP Ở HAI LỐI RA ĐẢO NHAU (MỘT LỐI RA
CÓ MỨC ĐIỆN ÁP CAO, LỐI RA KIA
CÓ MỨC ĐIỆN ÁP THẤP), ĐIỆN ÁP Ở HAI LỐI VÀO KHÔNG ĐỒNG THỜI Ở MỨC CAO,
NGHĨA LÀ $R = S = 1$. ĐÓ LÀ TRẠNG THÁI KHÔNG CHO PHÉP, HAY ĐIỀU KIỆN CẤM R.
 $S = 0$.

MUỐN CHUYỂN TRẠNG THÁI, TÁC ĐỘNG TỚI LỐI VÀO CỦA TRANSISTOR KHÓA
MỘT XUNG ĐIỆN ÁP DƯƠNG, CÓ BIÊN ĐỘ THÍCH HỢP. GIẢ SỬ T_1 MỞ, T_2 KHÓA, KHI
ĐÓ ĐIỆN ÁP TRÊN COLLECTOR T_1 COI NHƯ BẰNG KHÔNG. SƠ ĐỒ

ĐỂ TÍNH ĐIỆN ÁP TẠI LỐI VÀO R TRÌNH BÀY
TRÊN HÌNH 5.38.

ĐỂ MỞ T_2 ĐIỆN ÁP $U_{BE_2} \approx 0,6V$.

MÀ
$$U_{BE_2} = \frac{R_2}{R_2 + R_4} U_{VR} = 0,6V.$$

(5.77)

BIÊN ĐỘ XUNG DƯƠNG TÁC DỤNG VÀO LỐI
VÀO R

$$U_{VR} = \left(1 + \frac{R_4}{R_2}\right) 0,6V \quad (5.78)$$

TỪ VIỆC PHÂN TÍCH TRÊN, RÚT RA BẢNG TRẠNG THÁI CỦA TRIGGER RS, CHO
PHÉP XÁC ĐỊNH TRẠNG THÁI Ở ĐẦU RA CỦA NÓ ỨNG VỚI TẤT CẢ CÁC KHẢ NĂNG
CÓ THỂ CỦA CÁC XUNG Ở ĐẦU VÀO Ở BẢNG 5.1.

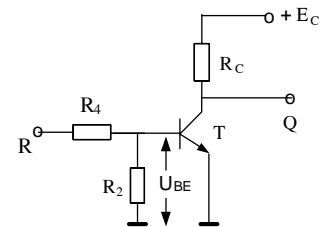
BẢNG 5.1: BẢNG TRẠNG THÁI CỦA TRIGGER RS.

ĐẦU VÀO		ĐẦU RA	
R_N	S_N	Q_{n+1}	\overline{Q}_{n+1}
0	0	Q_n	\overline{Q}_n
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	X	X

Ở ĐÂY CHỈ SỐ N THỂ HIỆN TRẠNG THÁI
HIỆN TẠI, CÒN CHỈ SỐ $N+1$ CHỈ TRẠNG THÁI
TIẾP THEO.

LỐI VÀO R BẰNG 1 THÌ LỐI RA Q BẰNG
KHÔNG, DO ĐÓ LỐI VÀO R LÀ LỐI VÀO XÓA
(RESET).

CÒN LỐI VÀO S BẰNG 1 THÌ LỐI RA Q BẰNG



HÌNH 5.38. SƠ ĐỒ XÁC ĐỊNH BIÊN
ĐỘ
ĐIỆN ÁP ĐỂ MỞ T_2 .

1, DO ĐÓ LỖI VÀO S LÀ LỖI VÀO XÁC LẬP HAY LỖI VÀO ĐẶT (SET).

BIỂU THỨC LOGIC CỦA LỖI RA Q:

$$Q_{n+1} = S_n + \bar{R}_n Q_n \quad (5.79)$$

QUA BIỂU THỨC 5.79, CHO THẤY TRẠNG THÁI LỖI RA CỦA TRIGGER RS KHÔNG CHỈ PHỤ THUỘC VÀO TRẠNG THÁI LỖI VÀO, MÀ CÒN PHỤ THUỘC VÀO TRẠNG THÁI TRƯỚC, NHƯ VẬY MẠCH CÓ TÍNH CHẤT NHỚ, DO ĐÓ ĐƯỢC SỬ DỤNG LÀM Ô NHỚ CÓ THỂ GHI VÀ ĐỌC THÔNG TIN DƯỚI DẠNG NHỊ PHÂN.

2. TRIGGER SMITH DÙNG TRANSISTOR

ĐỂ LẬP TRẠNG THÁI Ở LỖI RA CỦA TRIGGER RS, PHẢI ĐẶT MỘT XUNG ĐIỆN ÁP DƯƠNG, CÓ BIÊN ĐỘ THÍCH HỢP TỚI BASE CỦA TRANSISTOR BỊ KHÓA ĐỂ MỞ NÓ (Ở ĐÂY CHỈ XÉT VỚI QUY ƯỚC LOGIC DƯƠNG).

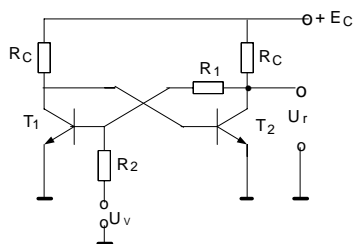
CÓ THỂ SỬ DỤNG CHỈ MỘT ĐIỆN ÁP VÀO DUY NHẤT CÓ CỰC TÍNH VÀ HÌNH DẠNG TÙY Ý VỚI BIÊN ĐỘ THÍCH HỢP ĐỂ LẬP TRẠNG THÁI Ở LỖI RA CỦA TRIGGER. LOẠI MẠCH NÀY ĐƯỢC GỌI LÀ TRIGGER SMITH, ĐƯỢC CẤU TẠO TỪ CÁC TRANSISTOR HAY IC TUYẾN TÍNH.

TRIGGER SMITH DÙNG ĐỂ LÀM BỘ SO SÁNH VỚI HAI NGUỒN, DO ĐÓ TRÁNH ẢNH HƯỞNG CỦA NHIỀU VÀ ĐƯỢC GỌI LÀ BỘ SO SÁNH CÓ TRỄ. ĐỒNG THỜI CŨNG ĐƯỢC SỬ DỤNG ĐỂ BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP HÌNH SIN THÀNH ĐIỆN ÁP XUNG VUÔNG CÓ BIÊN ĐỘ XÁC ĐỊNH. VÌ VẬY MẠCH ĐƯỢC DÙNG ĐỂ TẠO DẠNG XUNG TRONG TRUYỀN THÔNG SỐ.

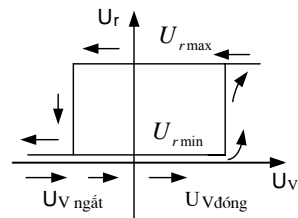
HÌNH 5.39 TRÌNH BÀY SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ TRIGGER SMITH DÙNG TRANSISTOR VÀ ĐẶC TUYẾN TRUYỀN ĐẠT CỦA NÓ.

CÓ THỂ GIẢI THÍCH NGUYÊN LÝ HOẠT ĐỘNG CỦA MẠCH NHƯ SAU:

XÉT TRƯỜNG HỢP LÚC ĐẦU ĐIỆN ÁP VÀO CÓ GIÁ TRỊ ÂM LỚN, T_1 KHÓA, T_2 MỞ (DO T_2 ĐƯỢC PHÂN CỰC BẰNG THIÊN DÒNG CỐ ĐỊNH TỪ E_c QUA R_c TỚI BASE CỦA NÓ), LÚC ĐÓ $U_r = U_{CE_{2bh}} = U_{rmin}$.



(A)



(B)

HÌNH 5.39. SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ TRIGGER SMITH DÙNG TRANSISTOR (A) VÀ ĐẶC TUYẾN TRUYỀN ĐẠT (B).

TĂNG ĐIỆN ÁP VÀO, ĐIỆN ÁP RA VẪN GIỮ KHÔNG ĐỔI $U_r = U_{r\min}$ CHO TỚI KHI $U_v \geq U_{v\text{ĐÓNG}}$, T_1 MỞ, QUA MẠCH HỒI TIẾP DƯỠNG GHEP TRỰC TIẾP TỪ COLLECTOR T_1 ĐẾN BASE T_2 , LÀM ĐỘT BIẾN T_1 MỞ BẢO HÒA T_2 KHÓA. ĐIỆN ÁP RA LẬT TRẠNG THÁI TỚI $U_r = U_{r\max}$. TIẾP TỤC TĂNG ĐIỆN ÁP VÀO, ĐIỆN ÁP RA VẪN GIỮ KHÔNG ĐỔI $U_r = U_{r\max}$.

TRƯỜNG HỢP LÚC ĐẦU ĐIỆN ÁP VÀO CÓ GIÁ TRỊ DƯỠNG LỚN, T_1 MỞ, COLLECTOR T_1 NỐI TRỰC TIẾP VỚI BASE T_2 $U_{CE_1} = U_{BE_2} \approx 0$, DO ĐÓ T_2 KHÓA $U_r = U_{r\max}$. GIẢM ĐIỆN ÁP VÀO, ĐIỆN ÁP RA VẪN KHÔNG ĐỔI, CHO TỚI KHI $U_v \leq U_{v\text{NGẮT}}$ T_1 KHÓA, QUA CÁC MẠCH HỒI TIẾP DƯỠNG, ĐỘT BIẾN T_2 MỞ BẢO HÒA $U_r = U_{r\min}$. TIẾP TỤC GIẢM ĐIỆN ÁP VÀO, ĐIỆN ÁP RA VẪN KHÔNG ĐỔI. CÁC GIÁ TRỊ $U_{v\text{ĐÓNG}}$, $U_{v\text{NGẮT}}$ PHỤ THUỘC VÀO CÁC GIÁ TRỊ R_c, R_1, R_2 .

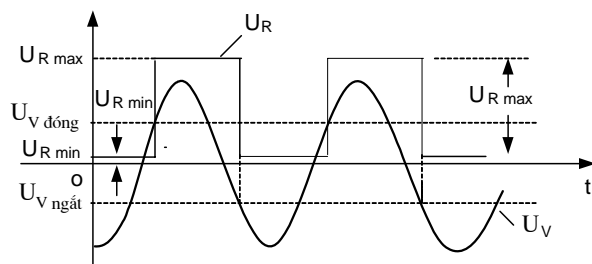
HIỆN TƯỢNG TRÊN CHO PHÉP DÙNG TRIGEER SMITH NHƯ MỘT BỘ TẠO XUNG VUÔNG, NHỜ HỒI TIẾP DƯỠNG MÀ QUA TRÌNH LẬT TRẠNG THÁI XÂY RA TỨC THỜI NGAY CẢ KHI U_v BIẾN ĐỔI TỪ TỪ.

HÌNH 5.40 MÔ TẢ MỘT VÍ DỤ BIẾN ĐỔI TÍN HIỆU HÌNH SIN THÀNH XUNG VUÔNG NHỜ TRIGGER SMITH.

GIÁ TRỊ $U_{v\text{ĐÓNG}} - U_{v\text{NGẮT}}$ GỌI LÀ ĐỘ TRỄ CỦA CHUYỂN MẠCH.

TRỊ SỐ CỦA ĐỘ TRỄ CHUYỂN MẠCH CÀNG NHỎ (ĐÓ LÀ ĐIỀU MONG MUỐN) NẾU HIỆU CỦA ĐIỆN ÁP $U_{r\max}$ VÀ $U_{r\min}$ CÀNG NHỎ, HAY LÀ KHI HỆ SỐ SUY GIẢM TÍN HIỆU GÂY RA BỞI PHÂN ÁP R_1, R_2 CÀNG LỚN. TẤT CẢ MỌI CỐ GẮNG HƯỚNG ĐẾN LÀM GIẢM ĐỘ TRỄ CHUYỂN MẠCH ĐỀU LÀM GIẢM ĐỘ SÂU HỒI TIẾP DƯỠNG VÀ CÓ THỂ DẪN ĐẾN VIỆC SƠ ĐỒ KHÔNG CÒN HAI TRẠNG THÁI ỔN ĐỊNH. KHI

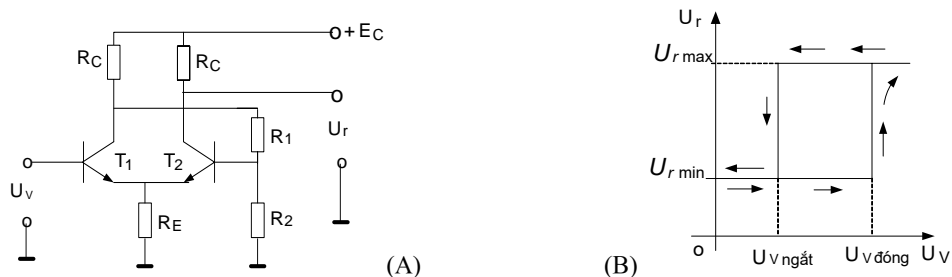
$R_1 \rightarrow \infty$, SƠ ĐỒ BIẾN THÀNH BỘ KHUẾCH ĐẠI HAI TẦNG THÔNG THƯỜNG.



HÌNH 5.40. GIẢN ĐỒ THỜI GIAN BIẾN ĐỔI TÍN HIỆU HÌNH SIN THÀNH XUNG VUÔNG NHỜ TRIGGER SMITH.

Để khắc phục nhược điểm trên, người ta dùng TRIGGER SMITH GHEP EMITTER NHƯ HÌNH 5.41.

MẠCH HÌNH 5.41(A) LÀ MỘT TĂNG KHUẾCH ĐẠI VI SAI CÓ HỒI TIẾP DƯƠng QUA R_1 , R_2 VÀ CÓ HỒI TIẾP ẬM DÒNG ĐIỆN QUA R_E . BẰNG CÁCH LỰA CHỌN THAM SỐ THÍCH HỢP, CÓ THỂ ĐẠT ĐƯỢC TRẠNG THÁI: KHI SƠ ĐỒ LẬT TRẠNG THÁI DÒNG I_C CỦA MỘT TRONG CÁC TRANSISTOR HOÀN TOÀN TRUYỀN ĐẾN TRANSISTOR KIA VÀ TRẠNG THÁI BẢO HÒA KHÔNG XẢY RA TRONG BẤT KỲ MỘT TRANSISTOR NÀO. KHI ĐÓ SƠ ĐỒ CHUYỂN TRẠNG THÁI, THỜI GIAN TRỄ GẦN BẰNG KHÔNG, SƠ ĐỒ NÂNG CAO ĐƯỢC TẦN SỐ GIỚI HẠN CỦA CHUYỂN MẠCH.



HÌNH 5.41. TRIGGER SMITH GHEP EMITTER (A) VÀ ĐẶC TUYẾN TRUYỀN ĐẠT CỦA SƠ ĐỒ (B).

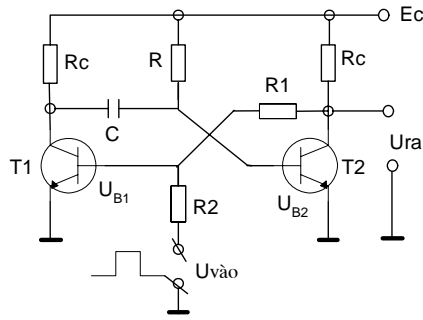
TRIGGER SMITH CÓ THỂ DÙNG KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN, CÁC SƠ ĐỒ NÀY ĐÃ ĐƯỢC KHẢO SÁT TRONG CHƯƠNG BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN.

5.5.3. MẠCH KHÔNG ĐỒNG BỘ MỘT TRẠNG THÁI ỔN ĐỊNH

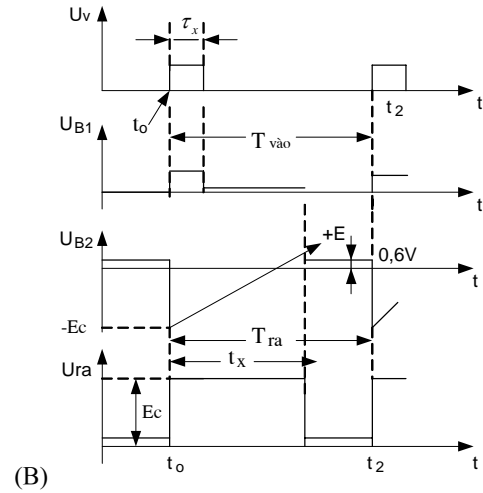
ĐÂY LÀ LOẠI MẠCH CÓ MỘT TRẠNG THÁI ỔN ĐỊNH BỀN. TRẠNG THÁI THỨ HAI CỦA NÓ CHỈ TỒN TẠI TRONG MỘT THỜI GIAN ỔN ĐỊNH NÀO ĐÓ PHỤ THUỘC VÀO THAM SỐ CỦA MẠCH, SAU ĐÓ LẠI QUAY VỀ TRẠNG THÁI ỔN ĐỊNH BỀN BAN ĐẦU. VÌ THẾ MẠCH ĐƯỢC GỌI LÀ TRIGƠ MỘT TRẠNG THÁI ỔN ĐỊNH HAY ĐA HÀI ĐỢI.

1) ĐA HÀI ĐỢI DÙNG TRANSISTOR

HÌNH 5.42.A TRÌNH BÀY SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ VÀ HÌNH 5.42.B TRÌNH BÀY GIẢN ĐỒ ĐIỆN ÁP THỜI GIAN, MINH HỌA NGUYÊN LÝ HOẠT ĐỘNG CỦA MẠCH ĐA HÀI ĐỢI DÙNG TRANSISTOR.



(A)



(B)

HÌNH 5.42. SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ MẠCH ĐA HÀI ĐỢI DÙNG TRANSISTOR (A) VÀ GIẢN ĐỒ ĐIỆN ÁP THEO THỜI GIAN (B).

THỰC CHẤT MẠCH ĐIỆN HÌNH 5.42(A) LÀ MỘT TRIGGER RS, TRONG ĐÓ MỘT TRONG CÁC ĐIỆN TRỞ HỒI TIẾP DƯƠNG ĐƯỢC THAY ĐỔI BẰNG MỘT TỤ ĐIỆN. NHỜ ĐIỆN TRỞ R NHỎ T_2 MỞ BẢO HÒA $U_{BE1} \approx U_{CE2} \approx 0$ NÊN T_1 KHÓA.

TRẠNG THÁI BAN ĐẦU T_2 MỞ T_1 KHÓA LÀ TRẠNG THÁI ỔN ĐỊNH BỀN HAY GỌI LÀ TRẠNG THÁI ĐỢI. TẠI THỜI ĐIỂM $T = T_0$ CÓ MỘT XUNG ĐIỆN ÁP DƯƠng Ở LỐI VÀO VỚI BIÊN ĐỘ THÍCH HỢP MỞ T_1 , ĐIỆN ÁP TRÊN COLLECTOR CỦA T_1 THỰC HIỆN MỘT BƯỚC NHẢY ÂM TỪ GIÁ TRỊ E_C KHI T_1 CẤM ĐẾN GẦN BẰNG KHÔNG KHI T_1 MỞ BẢO HÒA, BƯỚC NHẢY ĐIỆN ÁP NÀY QUA MẠCH LỌC THÔNG CAO RC ĐẶT TOÀN BỘ ĐẾN BASE CỦA T_2 LÀM ĐIỆN ÁP Ở ĐÓ ĐỘT BIẾN TỪ MỨC THÔNG (KHOẢNG 0,6V) ĐẾN MỨC $0,6V - E_C \approx -E_C$, DO ĐÓ T_2 BỊ KHÓA. KHI T_2 BỊ KHÓA NGUỒN $+E_C$ QUA R_C , QUA MẠCH HỒI TIẾP DƯƠng R_1, R_2 LÀM T_1 ĐƯỢC DUY TRÌ Ở TRẠNG THÁI MỞ NGAY CẢ KHI ĐIỆN ÁP LỐI VÀO BẰNG KHÔNG. TỤ C ĐƯỢC TÍCH ĐIỆN, MẠCH TÍCH ĐIỆN TỪ $+E_C$, QUA R, C, COLLECTOR- EMITTER CỦA T_1 XUỐNG ĐẤT. TỤ C ĐƯỢC TÍCH ĐIỆN, ĐIỆN ÁP Ở BASE CỦA T_2 TĂNG LÊN THEO QUY LUẬT:

$$U_{B2} = E_C \left[1 - 2 \exp \left(- \frac{t}{RC} \right) \right] \quad (5.80)$$

VỚI ĐIỀU KIỆN BAN ĐẦU $U_{B2}(t = t_0) \approx -E_C$

VÀ ĐIỀU KIỆN CUỐI $U_{B2}(t \rightarrow \infty) \approx +E_C$

T_2 CHỈ BỊ KHÓA CHO ĐẾN LÚC $T = T_1$, ĐIỆN ÁP U_{B2} ĐẠT GIÁ TRỊ $+0,6V$ (GẦN ĐÚNG CHO $U_{B2} = 0$). KHOẢNG THỜI GIAN NÀY QUYẾT ĐỊNH ĐỘ RỘNG XUNG RA T_X .

$$T_1 - T_0 = T_X = RC \ln 2 \approx 0,7RC$$

(5.81)

SAU KHI ĐIỂM $T = T_1, T_2$ MỞ VÀ QUÁ TRÌNH HỒI TIẾP DƯỚI QUÁ R_1, R_2 ĐƯA MẠCH VỀ TRẠNG THÁI BAN ĐẦU, ĐỔI XUNG VÀO TIẾP SAU. NHỮNG ĐIỀU TRÌNH BÀY Ở TRÊN ĐÚNG VỚI ĐIỀU KIỆN:

$$T > t_x > \tau_x \quad (5.82)$$

Ở ĐÂY τ_x LÀ ĐỘ RỘNG CỦA XUNG VÀO, T LÀ CHU KỲ CỦA XUNG VÀO. NẾU ĐIỀU KIỆN (5.82) THỎA MÃN THÌ CHU KỲ CỦA XUNG RA BẰNG CHU KỲ XUNG VÀO.

ĐỂ THỰC HIỆN ĐƯỢC ĐIỀU KIỆN (5.82) MẠCH LỐI VÀO CỦA ĐA HÀI ĐỢI NGƯỜI TA DÙNG MẠCH VI PHÂN ĐỂ BIẾN ĐỔI XUNG LỐI VÀO CÓ ĐỘ RỘNG LỚN THÀNH XUNG CÓ ĐỘ RỘNG RẤT NHỎ.

MẠCH ĐA HÀI ĐỢI ĐƯỢC SỬ DỤNG ĐỂ TẠO RA NHỮNG XUNG CÓ ĐỘ RỘNG THEO YÊU CẦU KHÔNG PHỤ THUỘC VÀO ĐỘ RỘNG CỦA XUNG LỐI VÀO.

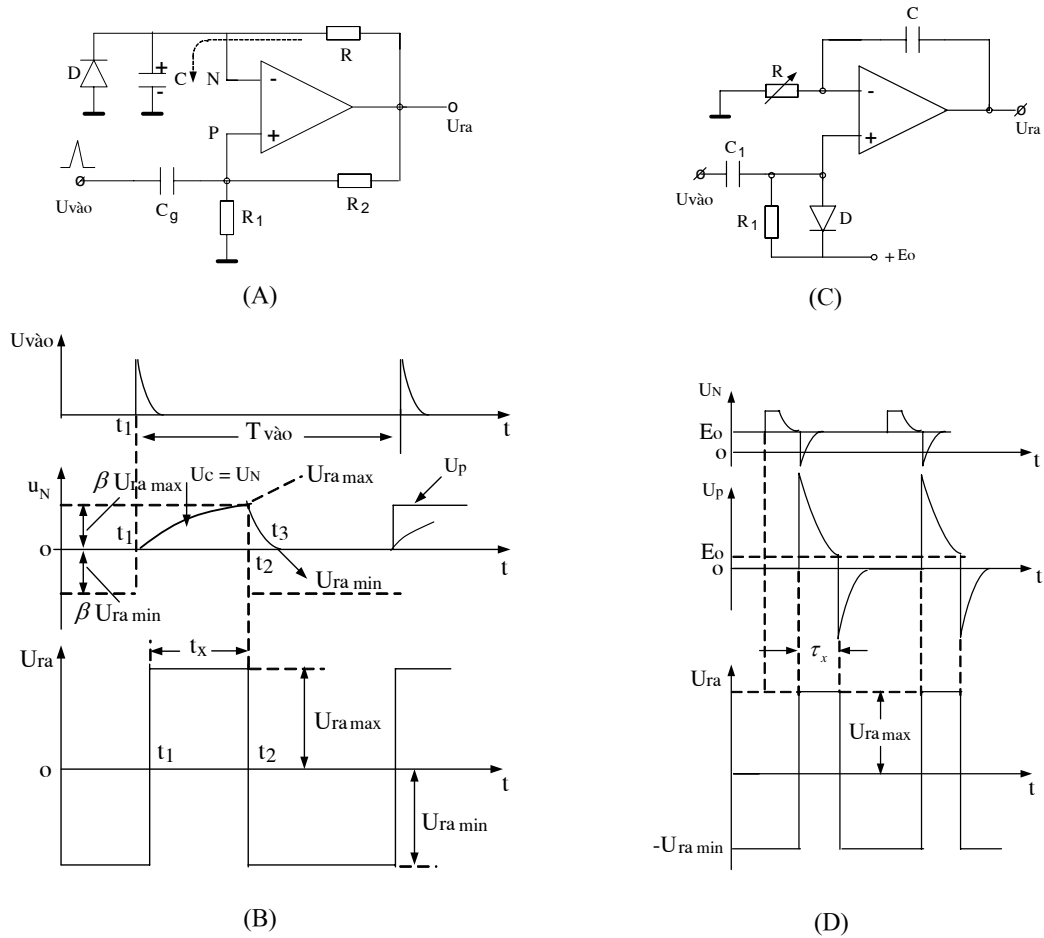
2) MẠCH ĐA HÀI ĐỢI DÙNG KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN

HÌNH 5.43.A TRÌNH BÀY MỘT DẠNG SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ CỦA MẠCH ĐA HÀI ĐỢI DÙNG KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN. HÌNH 5.43.B LÀ GIẢN ĐỒ ĐIỆN ÁP - THỜI GIAN GIẢI THÍCH NGUYÊN TẮC HOẠT ĐỘNG CỦA MẠCH. ĐỂ ĐƠN GIẢN, GIẢ THIẾT KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN ĐƯỢC CUNG CẤP BẰNG MỘT NGUỒN ĐỐI XỨNG $\pm E_C$ VÀ KHI ĐÓ $U_{r\max} = |U_{r\min}| = |-U_{r\max}|$. BAN ĐẦU, ĐÓNG MẠCH CẤP NGUỒN, KHI CHƯA CÓ ĐIỆN ÁP TỚI LỐI VÀO $U_V = 0$, DIODE D THÔNG NỐI ĐẤT (BỎ QUA SỰT ÁP THUẬN TRÊN DIODE), $U_N = U_C \approx 0$. ĐIỆN ÁP RA $U_R = -U_{R\max}$, QUA MẠCH HỒI TIẾP DƯỚI R_1, R_2 ĐIỆN ÁP ĐẦU VÀO P : $U_p = -\beta U_{r\max}$.

VỚI
$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$
 LÀ HỆ SỐ HỒI TIẾP.

ĐÂY LÀ TRẠNG THÁI ỔN ĐỊNH BỀN (TRẠNG THÁI ĐỢI CỦA MẠCH). TẠI THỜI ĐIỂM $T = T_1$ CÓ XUNG DƯỚI CÓ ĐỘ RỘNG XUNG RẤT NHỎ ĐƯA TỚI ĐẦU VÀO P . NẾU BIÊN ĐỘ XUNG LỚN HƠN $|\beta U_{r\max}|$ ĐIỆN ÁP LỐI VÀO $U_D = U_p - U_N$ ĐỔI DẤU, ĐIỆN ÁP RA LẬT TRẠNG THÁI TỪ $U_R = -U_{R\max}$ TỚI $U_R = U_{R\max}$, QUA MẠCH HỒI TIẾP DƯỚI ĐIỆN ÁP LỐI VÀO P : $U_p = \beta U_{r\max}$. SAU THỜI ĐIỂM T_1 ĐIỆN ÁP RA $U_{R\max}$ QUA ĐIỆN TRỞ R NẠP ĐIỆN CHO TỤ C LÀM CHO $U_C = U_N$ TĂNG LÊN, CHO TỚI THỜI ĐIỂM $T = T_2$ KHI ĐÓ $U_N \geq \beta U_{r\max}$, ĐIỆN ÁP HIỆU U_D Ở LỐI VÀO ĐỔI DẤU, ĐIỆN ÁP RA ĐỘT BIẾN LẬT TRẠNG THÁI TỚI $U_R = -U_{R\max}$. TRONG KHOẢNG THỜI GIAN TỪ $T_1 \div T_2$ ĐIỆN

ÁP $U_N = U_C > 0$, NÊN DIODE BỊ PHÂN CỰC NGƯỢC, CÓ ĐIỆN TRỞ LỚN COI NHƯ KHÔNG THAM GIA VÀO MẠCH.



HÌNH 5.43. SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ ĐA HẠM DÙNG KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN KHỞI ĐỘNG BẰNG XUNG CỰC TÍNH DƯƠNG (A) VÀ XUNG CỰC TÍNH ÂM (C). GIẢN ĐỒ THỜI GIAN MINH HỌA TƯƠNG ỨNG (B) VÀ (D).

SAU THỜI ĐIỂM $T = T_2$ TỤ C PHÓNG ĐIỆN QUA ĐIỆN TRỞ R TỚI LỐI RA CỦA KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN, HƯỚNG CỦA ĐIỆN ÁP RA LÚC ĐÓ LÀ $-U_{R \text{ MAX}}$. TỤ C PHÓNG ĐIỆN CHO TỚI LÚC $T = T_3$, $U_C = U_N = -0,6V \approx 0$, DIODE D MỞ GHIM MỨC ĐIỆN ÁP ĐẦU VÀO ĐẢO Ở GIÁ TRỊ NÀY, MẠCH QUAY VỀ TRẠNG THÁI BAN ĐẦU (TRẠNG THÁI ĐỢI).

NẾU DÙNG XUNG KHỞI ĐỘNG U_v CÓ CỰC TÍNH ÂM CÓ THỂ DÙNG SƠ ĐỒ HÌNH 5.43.C. ĐỘ RỘNG CỦA XUNG RA ĐƯỢC THAY ĐỔI BẰNG BIẾN TRỞ R . HOẠT ĐỘNG CỦA MẠCH ĐƯỢC MINH HỌA TRÊN ĐỒ THỊ HÌNH 5.43.D. VỚI HÌNH 5.43.A VÀ HÌNH

5.43.B CHO THẤY ĐỘ RỘNG LỐI RA $T_X = T_2 - T_1$ CHÍNH LÀ THỜI GIAN TỤ C NẠP TỪ MỨC 0 ĐẾN

MỨC $\beta U_{R\text{MAX}}$ VỚI QUY LUẬT:

$$U_{C(t)} = U_{N(t)} = U_{r\text{max}} (1 - e^{-t/RC}) \quad (5.83)$$

THAY GIÁ TRỊ $U_{C(t=t_1)} = 0$ VÀ $U_{C(t=t_2)} = \beta U_{r\text{max}}$ VÀO (5.83) TA CÓ:

$$t_x = t_2 - t_1 = RC \ln \left(\frac{1}{1 - \beta} \right) = RC \ln \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (5.84)$$

GỌI $T_3 - T_2 = T_{H\text{PH}}$ LÀ THỜI GIAN HỒI PHỤC VỀ TRẠNG THÁI BAN ĐẦU CỦA SƠ ĐỒ, LIÊN QUAN ĐẾN QUÁ TRÌNH PHÓNG ĐIỆN CỦA TỤ C TỪ MỨC $\beta U_{R\text{MAX}}$ VỀ MỨC 0 HƯỚNG TỚI LÚC XÁC LẬP $U_{C(\infty)} = -U_{r\text{max}}$, XUẤT PHÁT TỪ

PHƯƠNG TRÌNH:

$$U_{C(t)} = U_{C(\infty)} - [U_{C(\infty)} - U_{C(0)}] \exp \left(-\frac{t}{RC} \right) \quad (5.85)$$

$$\text{CÓ KẾT QUẢ: } t_{hph} = RC \ln(1 + \beta) = RC \ln \left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

(5.86)

SO SÁNH HAI BIỂU THỨC XÁC ĐỊNH t_x VÀ t_{hph} THẤY DO $\beta < 1$ NÊN $t_x \gg t_{hph}$. NGƯỜI TA CỐ GẮNG CHỌN CÁC THÔNG SỐ VÀ CẢI TIẾN MẠCH ĐỂ NÂNG CAO ĐỘ TIN CẬY CỦA MẠCH KHI CÓ DÂY XUNG TÁC ĐỘNG TỚI ĐẦU VÀO. KHI ĐÓ CẦN TUÂN THEO ĐIỀU KIỆN:

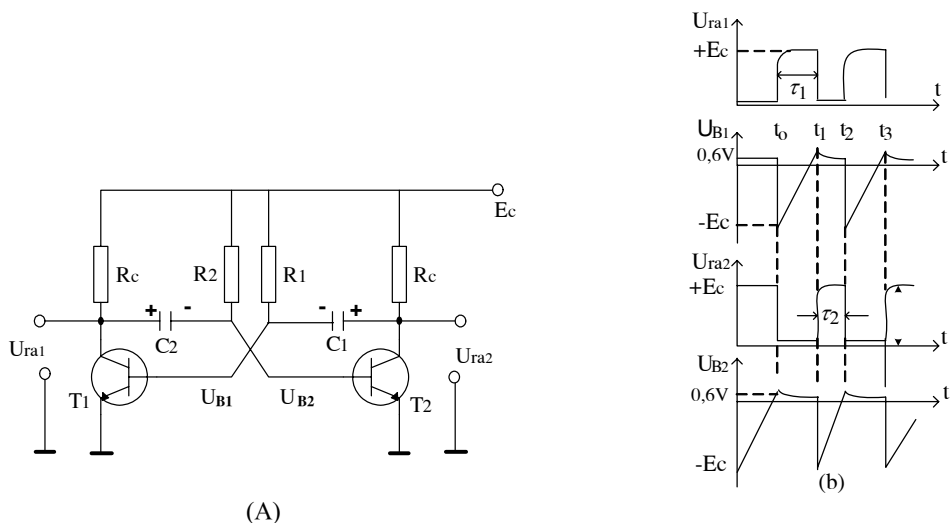
$$t_x + t_{hph} < T_{V\text{AO}} = T_{RA} \quad (5.87)$$

$T_{V\text{AO}}$ LÀ CHU KỲ DÂY XUNG KHỞI ĐỘNG Ở LỐI VÀO. CÁC BIỂU THỨC (5.84) VÀ (5.86) CHO PHÉP XÁC ĐỊNH CÁC THÔNG SỐ QUAN TRỌNG CỦA MẠCH.

5.6.4. MẠCH KHÔNG ĐỒNG BỘ HAI TRẠNG THÁI KHÔNG ỔN ĐỊNH (ĐA HÀI)

1. ĐA HÀI DÙNG TRANSISTOR

NẾU THAY THẾ CẢ HAI ĐIỆN TRỞ HỒI TIẾP DƯỠNG TRONG SƠ ĐỒ TRIGGER RS BẰNG HAI TỤ ĐIỆN, KHI ĐÓ NHẬN ĐƯỢC MẠCH ĐA HÀI TỰ DAO ĐỘNG (GỌI TẮT LÀ ĐA HÀI), SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ ĐƯỢC TRÌNH BÀY TRÊN HÌNH 5.44.A VÀ GIẢN ĐỒ ĐIỆN ÁP - THỜI GIAN TRÊN HÌNH 5.44.B.



HÌNH 5.44. SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ ĐA HÀI TỰ DAO ĐỘNG (A) VÀ GIẢN ĐỒ ĐIỆN ÁP - THỜI GIAN(B).

TRẠNG THÁI CÂN BẰNG CỦA MẠCH (MỘT TRANSISTOR MỞ, MỘT TRANSISTOR KHÓA) CHỈ ỔN ĐỊNH TRONG MỘT THỜI GIAN HẠN CHẾ NÀO ĐÓ, RỒI TỰ ĐỘNG LẬT SANG TRẠNG THÁI KIA, VÀ NGƯỢC LẠI. HAI TRẠNG THÁI NÊU TRÊN CỦA MẠCH ĐA HÀI TỰ DAO ĐỘNG CÒN ĐƯỢC GỌI LÀ CÁC TRẠNG THÁI CHUẨN CÂN BẰNG. NHỮNG THAY ĐỔI CỦA ĐIỆN ÁP VÀ DÒNG ĐIỆN GIỮA CÁC ĐIỂM TRONG SƠ ĐỒ DẪN ĐẾN MỘT TRẠNG THÁI TỚI HẠN NÀO ĐÓ, MÀ TẠI ĐẤY ĐỦ NHỮNG ĐIỀU KIỆN ĐỂ TỰ ĐỘNG CHUYỂN ĐỘT NGỘT TỪ TRẠNG THÁI NÀY SANG TRẠNG THÁI KIA. NẾU TÁC ĐỘNG TỚI MỘT TRONG CÁC LỐI VÀO MỘT ĐIỆN ÁP NÀO ĐÓ, CÓ CHU KỲ GẦN BẰNG NHƯNG NHỎ HƠN CHU KỲ CỦA ĐIỆN ÁP TỰ DAO ĐỘNG, QUÁ TRÌNH CHUYỂN TRẠNG THÁI SẼ XẢY RA SỚM HƠN, TƯƠNG ỨNG LÚC ĐÓ TA CÓ CHẾ ĐỘ LÀM VIỆC ĐỒNG BỘ CỦA ĐA HÀI TỰ DAO ĐỘNG. ĐIỆN ÁP TÁC ĐỘNG VÀO (CÓ BIÊN ĐỘ VÀ CỰC TÍNH THÍCH HỢP) GỌI LÀ ĐIỆN ÁP ĐỒNG BỘ. ĐẶC ĐIỂM CHÍNH CỦA CHẾ ĐỘ LÀM VIỆC ĐỒNG BỘ LÀ CHU KỲ CỦA XUNG RA BẰNG CHU KỲ CỦA ĐIỆN ÁP ĐỒNG BỘ VÀ ĐỘ RỘNG CỦA XUNG RA DO CÁC THÔNG SỐ RC CỦA MẠCH QUYẾT ĐỊNH.

NGUYÊN LÝ HOẠT ĐỘNG CỦA MẠCH HÌNH 5.44.A CÓ THỂ TÓM TẮT NHƯ SAU:

VIỆC HÌNH THÀNH XUNG VUÔNG Ở CÁC LỐI RA ĐƯỢC THỰC HIỆN NHƯ SAU: ĐỐI VỚI LỐI RA (1) TRONG KHOẢNG THỜI GIAN $\tau_1 = T_1 - T_0$, CÒN LỐI RA (2) TRONG KHOẢNG THỜI GIAN $\tau_2 = T_2 - T_1$ NHỜ CÁC QUÁ TRÌNH ĐỘT BIẾN CHUYỂN TRẠNG THÁI CỦA SƠ ĐỒ TẠI CÁC THỜI ĐIỂM T_0, T_1, T_2 .

GIẢ SỬ LÚC ĐẦU ĐÓNG MẠCH NGUỒN NUÔI MỘT CHIỀU, HAI TRANSISTOR T_1, T_2 ĐỀU MỞ VÌ ĐƯỢC CẢ HAI BAZƠ CỦA CHÚNG QUA CÁC ĐIỆN TRỞ R_1, R_2 NỐI VỚI NGUỒN $+E_c$. VÍ DỤ ĐIỆN ÁP TRÊN BASE T_2 LỚN HƠN ĐIỆN ÁP TRÊN BASE T_1 (SỰ THĂNG GIÁNG NÀY CHẮC CHẮN XẢY RA VÌ HAI VẾ CỦA MẠCH KHÔNG ĐỐI XỨNG LÝ TƯỞNG) QUA CÁC MẠCH HỒI TIẾP DƯỠNG T_2 ĐỘT BIẾN MỞ BẢO HOÀ. ĐIỆN ÁP TRÊN COLLECTOR CỦA T_2 THỰC HIỆN MỘT BƯỚC NHẢY ÂM, TỪ $+E_c$ KHI MỚI ĐÓNG MẠCH (HOẶC QUÁ TRÌNH TRƯỚC T_2 CẮM) XUỐNG GẦN BẰNG KHÔNG KHI T_2 MỞ BẢO HOÀ. BƯỚC NHẢY ÂM CỦA ĐIỆN ÁP QUA MẠCH LỌC THÔNG CAO C_1R_1 ĐẶT TOÀN BỘ ĐẾN BASE CỦA T_1 , ĐIỆN ÁP Ở BASE CỦA T_1 NHẢY ĐỘT BIẾN TỪ $0,6V$ LÚC T_1 MỞ ĐẾN MỨC $0,6V - E_c \approx -E_c$ DO ĐÓ T_1 KHOÁ. T_1 KHOÁ T_2 MỞ, TỤ C_1 ĐÃ ĐƯỢC NẠP ĐẦY ĐIỆN TÍCH TRƯỚC LÚC T_0 PHÓNG ĐIỆN QUA T_2 , QUA NGUỒN E_c QUA R_1 THEO ĐƯỜNG $+C_1 \rightarrow T_2 \rightarrow R_1 \rightarrow -C_1$ LÀM ĐIỆN ÁP TRÊN BASE CỦA T_1 THAY ĐỔI THEO HÌNH 5.43(B). ĐỒNG THỜI TRONG THỜI GIAN NÀY TỤ C_2 ĐƯỢC NẠP ĐIỆN TỪ NGUỒN E_c THEO ĐƯỜNG $+E_c \rightarrow R_c \rightarrow C_2 \rightarrow$ BASE-EMITTER T_2 XUỐNG ĐẤT LÀM ĐIỆN THẾ TRÊN COLLECTOR CỦA T_1 VÀ BASE CỦA T_2 THAY ĐỔI THEO HÌNH 5.43(B). VÌ CÁC ĐIỆN TRỞ $R_1, R_2 \gg R_c$ DO ĐÓ QUÁ TRÌNH NẠP ĐIỆN CỦA TỤ C_2 RẤT NHANH SO VỚI QUÁ TRÌNH PHÓNG ĐIỆN CỦA TỤ C_1 . TỤ C_1 PHÓNG ĐIỆN, ĐIỆN ÁP TRÊN BASE T_1 TĂNG DẦN CHO ĐẾN THỜI ĐIỂM $T = T_1$ ĐIỆN ÁP BASE T_1 $U_B \approx 0,6V$ XẢY RA QUÁ TRÌNH ĐỘT BIẾN LẦN THỨ NHẤT, QUA CÁC MẠCH HỒI TIẾP DƯỠNG T_1 MỞ BẢO HOÀ. ĐIỆN ÁP TRÊN COLLECTOR T_1 LẠI THỰC HIỆN MỘT BƯỚC NHẢY ÂM TỪ $+E_c$ KHI T_1 KHOÁ TỚI MỨC KHÔNG, KHI T_1 MỞ BẢO HOÀ, QUA CÁC MẠCH LỌC THÔNG CAO C_2R_2 ĐẶT TOÀN BỘ ĐẾN BASE T_2 LÀM ĐIỆN ÁP BASE T_2 ĐỘT BIẾN TỪ $0,6V$ KHI T_2 MỞ ĐẾN $0,6V - E_c \approx -E_c$ LÀM T_2 KHOÁ. T_1 MỞ, T_2 KHOÁ, TỤ C_2 PHÓNG ĐIỆN, TỤ C_1 NẠP ĐIỆN, TƯƠNG TỰ NHƯ QUÁ TRÌNH ĐÃ PHÂN TÍCH TRÊN, ĐẾN THỜI ĐIỂM $T = T_2$ THÌ $U_{B2} = 0,6V$. T_2 MỞ LẠI XẢY RA ĐỘT BIẾN LẦN THỨ HAI, SƠ ĐỒ VỀ TRẠNG THÁI BAN ĐẦU T_1 KHOÁ T_2 MỞ.

CÁC THAM SỐ CHỦ YẾU CỦA XUNG VUÔNG Ở CÁC ĐẦU RA DỰA TRÊN VIỆC PHÂN TÍCH NGUYÊN LÝ VỪA NÊU TRÊN, CHO THẤY ĐỘ RỘNG XUNG τ_1 VÀ τ_2 LIÊN QUAN TRỰC TIẾP ĐẾN HÀNG SỐ THỜI GIAN PHÓNG ĐIỆN CỦA TỤ C_1 VÀ TỤ C_2 . TA CÓ:

$$\left. \begin{aligned} \tau_1 &= R_1 C_1 \ln 2 \approx 0,7 R_1 C_1 \\ \tau_2 &= R_2 C_2 \ln 2 \approx 0,7 R_2 C_2 \end{aligned} \right\} \quad (5.88)$$

NẾU CHỌN $R_1 = R_2, C_1 = C_2, T_1$ GIỐNG T_2 TA CÓ: $\tau_1 = \tau_2$ VÀ NHẬN ĐƯỢC SƠ ĐỒ ĐA HÀI ĐỐI XỨNG, NGƯỢC

LẠI TA CÓ ĐA HÀI KHÔNG ĐỐI XỨNG ($\tau_1 \neq \tau_2$). CHU KỲ CỦA XUNG VUÔNG:

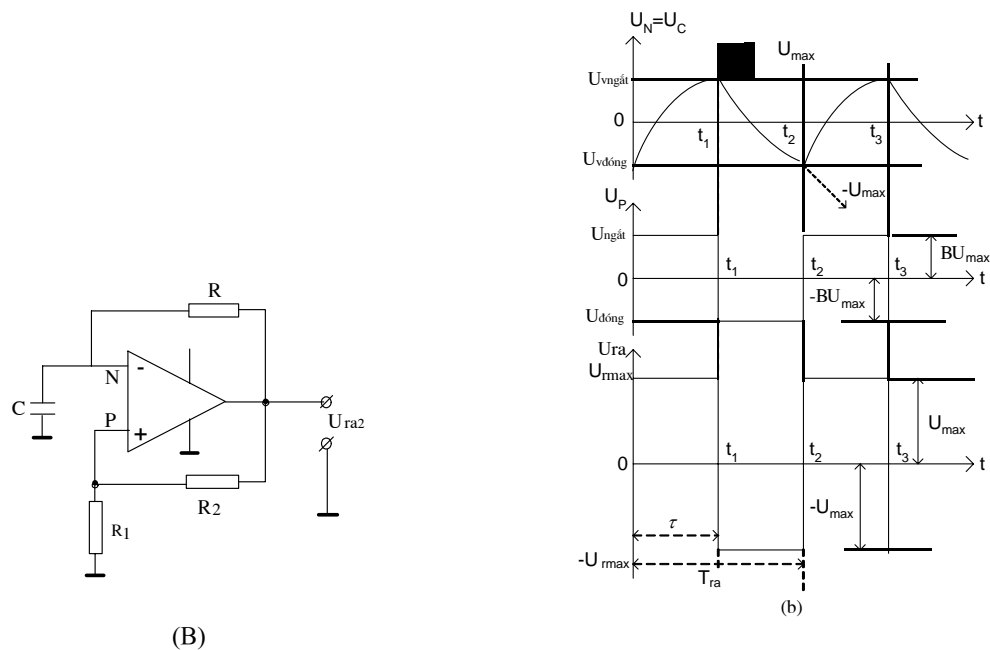
$$T = \tau_1 + \tau_2 \quad (5.89)$$

BIÊN ĐỘ CỦA XUNG RA GẦN BẰNG GIÁ TRỊ CỦA NGUỒN MỘT CHIỀU CUNG CẤP E_C .

TRONG THỰC TẾ CÓ THỂ ĐƯA RA NHẬN XÉT NHƯ SAU: ĐỂ TẠO RA CÁC XUNG CÓ TẦN SỐ THẤP HƠN 1000HZ, GIÁ TRỊ CỦA TỤ C_1 , C_2 PHẢI LỚN, CÒN ĐỂ TẠO RA CÁC XUNG CÓ TẦN SỐ CAO HƠN 10KHZ DO ẢNH HƯỞNG QUÁN TÍNH CỦA TRANSISTOR LÀM GIẢM CHẤT LƯỢNG CỦA XUNG VUÔNG. DO ĐÓ, ĐỂ TẠO RA XUNG VUÔNG Ở VÙNG TẦN SỐ THẤP VÀ CAO NGƯỜI TA SỬ DỤNG KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN.

2. ĐA HÀI DÙNG KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN (KĐTT)

HÌNH 5.45.A VÀ 5.45.B LÀ SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ CỦA ĐA HÀI ĐỐI XỨNG DÙNG KĐTT VÀ GIẢN ĐỒ ĐIỆN ÁP - THỜI GIAN GIẢI THÍCH HOẠT ĐỘNG CỦA SƠ ĐỒ.



HÌNH 5.45. ĐA HÀI DÙNG KĐTT (A) VÀ GIẢN ĐỒ ĐIỆN ÁP - THỜI GIAN CỦA ĐA HÀI DÙNG KĐTT (B).

Ở ĐÂY SƠ ĐỒ GỒM BỘ KĐTT CÓ MẠCH HỒI TIẾP DƯỚI VỚI R_1 , R_2 NHƯ MỘT TRIGGER SMITH. ĐIỆN ÁP LỐI RA CÓ HAI GIÁ TRỊ U_{RMAX} VÀ $-U_{RMAX}$. DO ĐÓ ĐIỆN ÁP Ở LỐI VÀO THUẬN TƯƠNG ỨNG $U_P = \beta U_{RMAX}$ VÀ $-\beta U_{RMAX}$.

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{LÀ HỆ SỐ HỒI TIẾP DƯỠNG CỦA MẠCH.}$$

MẠCH HỒI TIẾP ÂM GỒM ĐIỆN TRỞ R VÀ TỤ C, QUYẾT ĐỊNH TẦN SỐ CỦA XUNG.

NGUYÊN LÝ HOẠT ĐỘNG CÓ THỂ GIẢI THÍCH NHƯ SAU: KHI ĐÓNG MẠCH NGUỒN NUÔI MỘT CHIỀU, GIẢ SỬ ĐIỆN ÁP HIỆU $U_D = U_p - U_N$ LÀ DƯƠNG, ĐIỆN ÁP RA $U_R = U_{RMAX}$, QUA MẠCH HỒI TIẾP DƯỠNG ĐIỆN ÁP LỐI VÀO THUẬN $U_p = \beta U_{RMAX}$, ĐIỆN ÁP U_{RMAX} Ở LỐI RA QUA ĐIỆN TRỞ R TÍCH ĐIỆN CHO TỤ C. TỤ C TÍCH ĐIỆN, ĐIỆN ÁP $U_N = U_C$ TĂNG CHO ĐẾN THỜI ĐIỂM $T = T_1$, $U_N = U_C \geq U_p = \beta U_{RMAX} = U_{VNGẮT}$.

ĐIỆN ÁP HIỆU U_D ĐỔI DẤU, ĐIỆN ÁP RA ĐỘT BIẾN LẬT TRẠNG THÁI TỚI $U_R = -U_{RMAX}$. KHI ĐÓ ĐIỆN ÁP TRÊN LỐI VÀO THUẬN $U_p = -\beta U_{RMAX}$, TỤ C PHÓNG ĐIỆN TỪ $+C \rightarrow R \rightarrow$ LỐI RA KẾT \rightarrow ĐẤT $\rightarrow -C$. TỤ C PHÓNG ĐIỆN, ĐIỆN ÁP TRÊN TỤ C GIẢM CHO ĐẾN THỜI ĐIỂM $T = T_2$.

$$U_N = U_C \leq U_p = -\beta U_{RMAX} = U_{VDÓNG}$$

ĐIỆN ÁP HIỆU U_D ĐỔI DẤU, ĐIỆN ÁP RA LẠI LẬT TRẠNG THÁI TỚI $U_R = U_{RMAX}$. QUÁ TRÌNH TIẾP TỤC TẠO RA XUNG VUÔNG TẠI LỐI RA, GIẢN ĐỒ ĐIỆN ÁP - THỜI GIAN ĐƯỢC TRÌNH BÀY TRÊN HÌNH 5.45.B.

PHƯƠNG TRÌNH VI PHÂN ĐỂ XÁC ĐỊNH ĐIỆN ÁP $U_N(T)$ CÓ DẠNG:

$$\frac{dU_N}{dt} = \pm \frac{U_{rmax} - U_N}{RC} \quad (5.90)$$

VỚI ĐIỀU KIỆN BAN ĐẦU: $U_{N(T=0)} = U_{VDÓNG} = -\beta U_{RMAX}$ CÓ NGHIỆM:

$$U_{N(t)} = U_{rmax} \left[1 - (1 + \beta) \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \right] \quad (5.91)$$

U_N SẼ ĐẠT TỚI NGƯỠNG LẬT CỦA TRIGƠ SMIT SAU MỘT KHOẢNG THỜI GIAN τ ĐƯỢC TÍNH THEO (5.92):

$$\tau = RC \ln \left[\frac{1 + \beta}{1 - \beta} \right] = RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) \quad (5.92)$$

TỪ ĐÓ TA CÓ CHU KỲ CỦA XUNG RA:

$$T_{ra} = 2\tau = 2RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) \quad (5.93)$$

NẾU CHỌN $R_1 = R_2$ TA CÓ: $T_{ra} = 2,2RC$

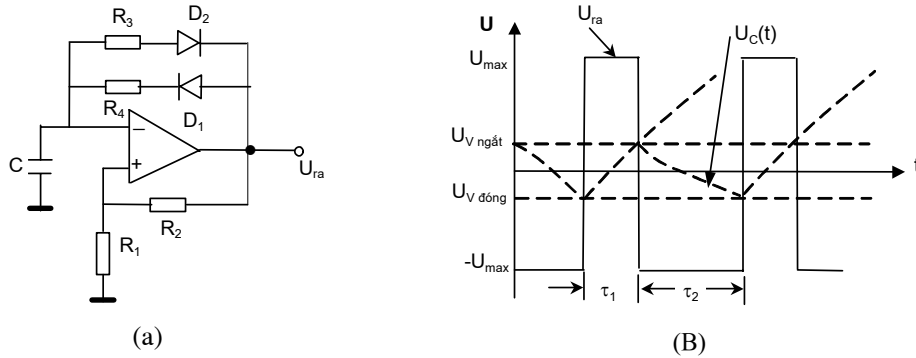
(5.94)

TỪ CÁC BIỂU THỨC (5.93) (5.94) CHO THẤY:

CHU KỲ CỦA XUNG Ở LỐI RA CHỈ PHỤ THUỘC VÀO THÔNG SỐ MẠCH NGOÀI R_1 , R_2 (MẠCH HỒ TIẾP DƯỠNG) VÀ R , C (MẠCH HỒ TIẾP ÂM). CÁC HỆ THỨC TRÊN CHO PHÉP XÁC ĐỊNH CÁC THAM SỐ CƠ BẢN NHẤT CỦA MẠCH.

KHI THIẾT KẾ CÁC MẠCH ĐA HÀI CẦN ĐỘ ỔN ĐỊNH TẦN SỐ CAO HƠN VÀ CÓ KHẢ NĂNG ĐIỀU CHỈNH TẦN SỐ RA, NGƯỜI TA SỬ DỤNG MẠCH PHỨC TẠP HƠN (VÍ DỤ BỘ SO SÁNH 2 NGUỒN, DÙNG IC ĐỊNH THỜI 555).

TRONG THỰC TẾ CÓ TRƯỜNG HỢP CẦN NHỮNG XUNG KHÔNG ĐỐI XỨNG. SƠ ĐỒ MẠCH ĐA HÀI KHÔNG ĐỐI XỨNG ĐƯỢC TRÌNH BÀY TRÊN HÌNH 5.46, ĐƯỢC SỬ DỤNG VỚI ĐẶC ĐIỂM TẠO RA KHÔNG ĐỐI XỨNG GIỮA MẠCH PHÓNG ĐIỆN CỦA TỤ C QUA R_3 , DIODE D_2 VÀ MẠCH NẠP QUA R_4 , DIODE D_1 VỚI $R_3 \neq R_4$ KHI ĐÓ:



HÌNH 5.46. MẠCH ĐA HÀI KHÔNG ĐỐI XỨNG (A) ; GIẢN ĐỒ ĐIỆN ÁP - THỜI GIAN GIẢI THÍCH HOẠT ĐỘNG CỦA MẠCH (B).

$$\tau_1 = R_4 C \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

$$\tau_2 = R_3 C \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

KHI ĐÓ CHU KỲ CỦA XUNG RA:

$$T = \tau_1 + \tau_2 = C(R_3 + R_4) \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) \quad (5.95)$$

DIODE D_1 , D_2 CÓ NHIỆM VỤ KHOÁ NGẮT NHÁNH TƯƠNG ỨNG KHI NHÁNH KIA LÀM VIỆC HOẶC NGƯỢC LẠI.

5.6.5. ĐA HÀI, ĐA HÀI ĐỢI DÙNG IC555

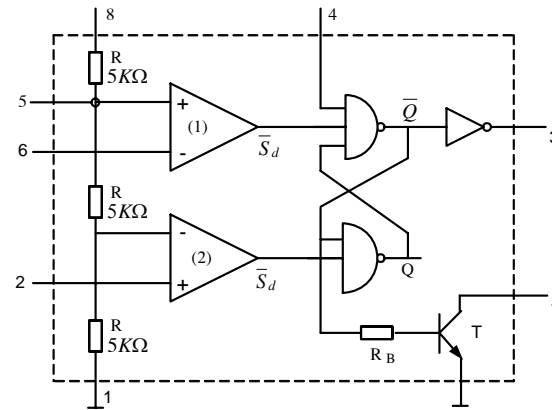
VI MẠCH ĐỊNH THỜI IC555 VÀ HỌ CỦA NÓ ĐƯỢC ỨNG DỤNG RẤT RỘNG RÃI TRONG LĨNH VỰC ĐIỆN TỬ DÂN DỤNG CŨNG NHƯ ĐIỆN TỬ CÔNG NGHIỆP. VÌ NẾU KẾT HỢP VỚI CÁC LINH KIỆN RC RỜI BÊN NGOÀI MỘT CÁCH THÍCH HỢP THÌ NÓ CÓ

THỂ THỰC HIỆN NHIỀU CHỨC NĂNG NHƯ ĐỊNH THỜI, TẠO XUNG CHUẨN, TẠO TÍN HIỆU KÍCH HAY ĐIỀU KHIỂN CÁC LINH KIỆN BÁN DẪN CÔNG SUẤT NHƯ TRANSISTOR, SRC, TRIAC, V.V.

TRONG PHẦN NÀY SẼ GIỚI THIỆU CẤU TRÚC, NGUYÊN LÝ HOẠT ĐỘNG CỦA IC555 VÀ CÁC ỨNG DỤNG CƠ BẢN CỦA NÓ.

1. CẤU TRÚC CỦA IC555

HÌNH 5.47 TRÌNH BÀY SƠ ĐỒ CẤU TRÚC CỦA IC555, GỒM MỘT MẠCH PHÂN ÁP VỚI 3 ĐIỆN TRỞ R ($5K\Omega$) NỐI VỚI CHÂN 8. Ở ĐÂY CHÂN 8 BAO GỒM CẢ NGUỒN NUÔI CỦA CÁC BỘ SO SÁNH, CÁC CỔNG LÓGIC TRONG MẠCH. ĐIỆN ÁP $+E_C$ NỐI VỚI CHÂN 8 CÓ GIÁ TRỊ TỪ $+5V \div +25V$ TUỖY THEO MỨC BIÊN ĐỘ CỦA XUNG Ở LỐI RA. MẠCH GỒM HAI BỘ SO SÁNH (1) VÀ (2). ĐIỆN ÁP LỐI THUẬN CỦA BỘ SO SÁNH THỨ NHẤT CÓ MỨC ĐIỆN ÁP BẰNG $\frac{2}{3}E_C$, ĐIỆN ÁP Ở LỐI VÀO ĐẢO CỦA BỘ SO SÁNH THỨ HAI BẰNG $\frac{1}{3}E_C$. LỐI RA

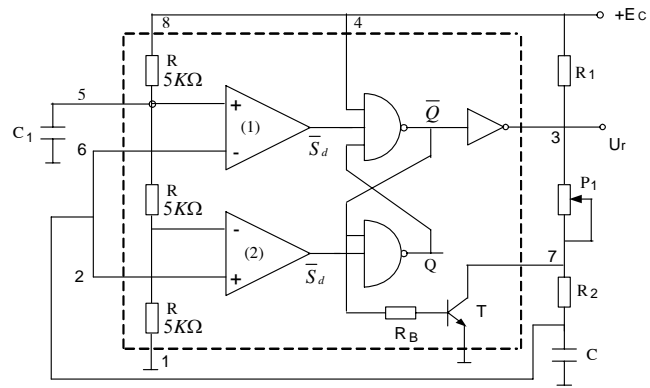


HÌNH 5.47. SƠ ĐỒ CẤU TRÚC CỦA IC – 555.

CỦA HAI BỘ SO SÁNH ĐƯỢC NỐI VỚI LỐI VÀO CỦA TRIGGER RS, TRIGGER RS SỬ DỤNG TRONG MẠCH NÀY DÙNG CÁC CỔNG NAND, DO ĐÓ MỨC TÁC ĐỘNG LÀ MỨC THẤP. CHÂN 4 ĐƯỢC NỐI VỚI LỐI VÀO CỦA MỘT CỔNG NAND CÓ TÁC DỤNG ĐIỀU KHIỂN HOẠT ĐỘNG CỦA TRIGGER, ĐIỆN ÁP CHÂN 4 Ở MỨC CAO (MỨC “1”) TRIGGER HOẠT ĐỘNG BÌNH THƯỜNG, CÒN ĐIỆN ÁP CHÂN 4 Ở MỨC THẤP (MỨC “0”) CẤM TRIGGER HOẠT ĐỘNG. LỐI RA \bar{Q} CỦA TRIGGER RS ĐƯỢC ĐƯA QUA CỔNG NOT TỚI LỐI RA Ở CHÂN 3, ĐỒNG THỜI \bar{Q} QUA ĐIỆN TRỞ R_B NỐI BASE CỦA TRANSISTOR T.

2. MẠCH ĐA HÀI DÙNG IC - 555.

SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ MẠCH ĐA HÀI DÙNG IC - 555 ĐƯỢC TRÌNH BÀY TRÊN HÌNH 5.48. Ở ĐÂY C_1 CÙNG VỚI ĐIỆN TRỞ R NỐI VỚI NGUỒN $+E_c$ TẠO NÊN MẠCH LỌC THÔNG THẤP, NHẪM ỔN ĐỊNH ĐIỆN ÁP LỐI VÀO THUẬN CỦA BỘ SO SÁNH THỨ NHẤT VÀ LỐI VÀO ĐẢO CỦA BỘ SO SÁNH THỨ HAI.



HÌNH 5.48. MẠCH ĐA HÀI DÙNG IC - 555.

LÚC ĐẦU ĐÓNG MẠCH NGUỒN NUÔI MỘT CHIỀU, TỤ C CHƯA KỊP NẠP ĐIỆN, ĐIỆN ÁP TRÊN TỤ $U_c = 0$, DO ĐÓ ĐIỆN ÁP RA CỦA BỘ SO SÁNH (1) $\bar{R}_d = 1$, ĐIỆN ÁP RA CỦA BỘ

SO SÁNH (2) $\bar{S}_d = 0$, DẪN ĐẾN $Q = 1$, $\bar{Q} = 0$ VÀ $U_R = 1$. TỤ C TÍCH ĐIỆN, MẠCH TÍCH ĐIỆN TỪ $+E_c$, QUA R_1 , P_1 , R_2 , QUA C XUỐNG ĐẤT, TỤ C NẠP ĐIỆN VỚI HẰNG SỐ TỜI GIAN: $\tau_{NAP} = (R_1 + P_1 + R_2) \cdot C$. TỤ C NẠP ĐIỆN, ĐIỆN ÁP TRÊN TỤ C TĂNG LÊN, CHO ĐẾN KHI $u_c \geq \frac{2}{3} E_c$, ĐIỆN ÁP RA CỦA BỘ SO SÁNH (1) $\bar{R}_d = 0$, $\bar{Q} = 1$, $U_R = 0$. $\bar{Q} = 1$

LÀM CHO TRANSISTOR T THÔNG, TỤ C PHÓNG ĐIỆN, MẠCH PHÓNG ĐIỆN TỪ $+C$, QUA R_2 , QUA COLLECTOR- EMITTER CỦA T XUỐNG ĐẤT ĐẾN $-C$. TỤ C PHÓNG ĐIỆN VỚI HẰNG SỐ TỜI GIAN: $\tau_{PHONG} = (R_2 + R_{CE}) \cdot C$.

Ở ĐÂY R_{CE} LÀ ĐIỆN TRỞ GIỮA COLLECTOR VÀ EMITTER CỦA TRANSISTOR T . TỤ C PHÓNG ĐIỆN ĐẾN KHI ĐIỆN ÁP TRÊN TỤ $u_c \leq \frac{1}{3} E_c$, ĐIỆN ÁP RA CỦA BỘ SO SÁNH

(2) $\bar{R}_d = 0$, DẪN ĐẾN $Q = 1$, $\bar{Q} = 0$, $U_R = 1$. $\bar{Q} = 0$ TRANSISTOR T BỊ CẤM, TỤ C LẠI ĐƯỢC NẠP ĐIỆN, QUÁ TRÌNH ĐƯỢC LẶP LẠI NHƯ CŨ. HIỆN TƯỢNG NÀY TIẾP DIỄN LIÊN TỤC VÀ TUẦN HOÀN.

LƯU Ý: KHI MỚI ĐÓNG ĐIỆN NGUỒN TỤ C NẠP TỪ 0 V ĐẾN $\frac{2}{3} E_c$, SAU ĐÓ TỤ PHÓNG ĐIỆN TỪ $\frac{2}{3} E_c$ XUỐNG $\frac{1}{3} E_c$, RỒI LẠI NẠP, TỪ $\frac{1}{3} E_c$ ĐẾN $\frac{2}{3} E_c$.

THỜI GIAN NẠP VÀ PHÓNG CỦA TỤ ĐƯỢC TÍNH THEO CÔNG THỨC (5.96) VÀ (5.97).

+ THỜI GIAN NẠP:

$$T_{NAP} = \tau_{NAP} \ln 2.$$

$$T_{NAP} = 0,7 ((R_1 + P_1 + R_2) C \quad (5.96)$$

+ THỜI GIAN PHÓNG:

$$T_{PHONG} = \tau_{PHONG} \ln 2 \approx 0,7 (R_2 + R_{CE}). C \quad (5.97)$$

+ CHU KỲ CỦA XUNG Ở LỐI RA:

$$T = T_{NAP} + T_{PHONG} \quad (5.98)$$

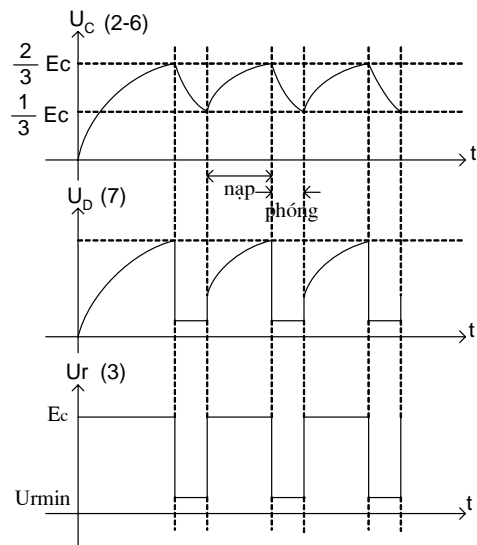
DẠNG TÍN HIỆU Ở CÁC CỰC CỦA MẠCH ĐƯỢC TRÌNH BÀY TRÊN HÌNH 5.49.

DO THỜI GIAN PHÓNG, NẠP KHÔNG BẰNG NHAU, NÊN XUNG VUÔNG RA KHÔNG ĐỐI XỨNG.

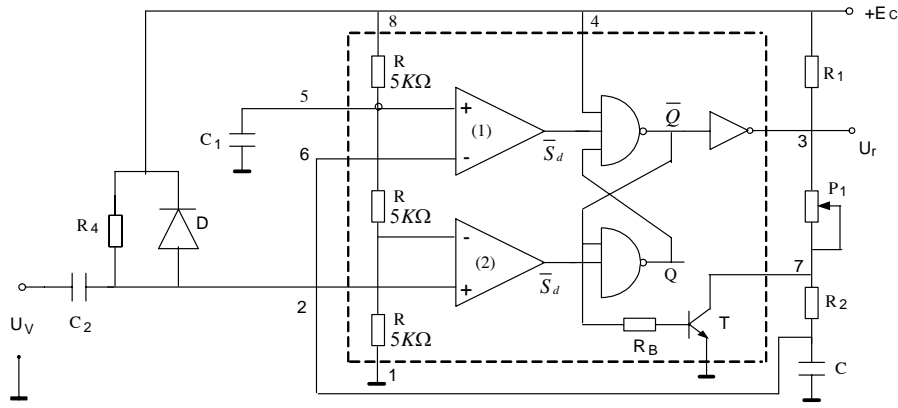
3. MẠCH ĐA HÀI ĐỢI DỪNG IC - 555.

HÌNH 5.50 TRÌNH BÀY SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ CỦA MẠCH ĐA HÀI ĐỢI DỪNG IC - 555.

TRONG SƠ ĐỒ HÌNH 5.50, TỤ C_1 TÁC DỤNG CÙNG ĐIỆN TRỞ R TẠO THÀNH MẠCH LỌC THÔNG THẤP. ĐIỆN TRỞ R_4 ĐƯỢC CHỌN CỖ $10K\Omega$, ĐỂ ĐẢM BẢO ĐIỆN ÁP Ở LỐI VÀO THUẬN CỦA BỘ SO SÁNH (2) LỚN HƠN $\frac{1}{3}E_C$. KHI ĐÓNG MẠCH NGUỒN ĐIỆN, LÚC ĐẦU TỤ C CHƯA TÍCH ĐIỆN $U_C = 0$, TỤ C TÍCH ĐIỆN, MẠCH TÍCH ĐIỆN TỪ $+E_C$ QUA R_1, P_1, R_2 , QUA C XUỐNG ĐẤT. TỤ C TÍCH ĐIỆN, ĐIỆN ÁP U_C TĂNG LÊN, CHO ĐẾN KHI $u_c \geq \frac{2}{3}E_C$, ĐIỆN ÁP RA CỦA BỘ SO SÁNH (1) $\bar{R}_d = 0$, DẪN ĐẾN $\bar{Q} = 1$, $U_R = 0$. VÌ $\bar{Q} = 1$ NÊN CHO TRANSISTOR T MỞ, TỤ C PHÓNG ĐIỆN QUA R_2 , QUA COLLECTOR - EMITTER XUỐNG ĐẤT. TỤ C PHÓNG ĐIỆN ĐẾN KHI $U_C = 0$. ĐÂY LÀ TRẠNG THÁI ỔN ĐỊNH BỀN (TRẠNG THÁI ĐỢI) CỦA MẠCH.



HÌNH 5.49. DẠNG ĐIỆN ÁP TẠI CÁC CHÂN CỦA MẠCH ĐA HÀI DỪNG IC - 555.



HÌNH 5.50. MẠCH ĐA HÀI ĐỢI DÙNG IC - 555.

KHI CÓ XUNG VUÔNG ĐƯA TỚI LỐI VÀO, QUA MẠCH VI PHÂN $C_2(R_4 // D)$, Ở CHÂN 2 CÓ XUNG VI PHÂN, ĐÃ HẠN CHẾ XUNG DƯƠNG DO TÁC DỤNG CỦA DIODE D. NẾU BIÊN ĐỘ XUNG VÀO ĐỦ LỚN, ĐIỆN ÁP RA CỦA BỘ SO SÁNH (2) $\bar{R}_d = 0$, DO ĐÓ $Q = 1$ VÀ $\bar{Q} = 0$, $U_R = 1$ BẮT ĐẦU THỜI GIAN KÉO DÀI XUNG Ở LỐI RA. VÌ $\bar{Q} = 0$ NÊN T CẤM, TỤ C TÍCH ĐIỆN, MẠCH TÍCH ĐIỆN TỪ $+E_c$, QUA R_1, P_1, R_2 , QUA C XUỐNG ĐẤT, TỤ C NẠP ĐIỆN VỚI HÀNG SỐ THỜI GIAN:

$$\tau_{NAP} = (R_1 + P_1 + R_2) C .$$

TỤ C TÍCH ĐIỆN, ĐIỆN ÁP U_C TĂNG, CHO ĐẾN KHI $u_c \geq \frac{2}{3} E_c$, ĐỐI VỚI BỘ SO SÁNH (1) U_D ĐỔI DẤU, ĐIỆN ÁP RA $\bar{R}_d = 0$, DẪN ĐẾN $\bar{Q} = 1$, $U_R = 0$ CHẤM DỨT THỜI GIAN KÉO DÀI XUNG Ở LỐI RA. VÌ $\bar{Q} = 1$, T MỞ, TỤ C PHÓNG ĐIỆN, QUA R_2 , QUA T XUỐNG ĐẤT, CHO ĐẾN KHI $U_C = 0$, TRỞ LẠI TRẠNG THÁI BAN ĐẦU.

KHI TỤ C TÍCH ĐIỆN, ĐIỆN ÁP TRÊN TỤ C TĂNG THEO QUY LUẬT HÀM MŨ:

$$u_C = E_C \left[1 - \exp \left(- \frac{t}{\tau_{nap}} \right) \right] \quad (5.99)$$

THỜI GIAN TỤ NẠP TỪ ĐIỆN ÁP 0V ĐẾN $\frac{2}{3} E_c$ ĐƯỢC TRÌNH BÀY NHƯ SAU:

$$u_C = E_C \left(1 - e^{-\frac{t_x}{\tau}} \right) = \frac{2}{3} E_C$$

$$\text{SUY RA: } 1 - e^{-\frac{t_x}{\tau_{nap}}} = \frac{2}{3}$$

HAY LÀ $\frac{1}{3} = e^{-\frac{t_x}{\tau_{\text{nap}}}}; e^{\frac{t_x}{\tau_{\text{nap}}}} = 3$

$$t_x = \tau_{\text{nap}} \ln 3 = 1,1 \tau_{\text{NAP}}$$

$$t_x = 1,1(R_1 + P_1 + R_2) \cdot C \quad (5.100)$$

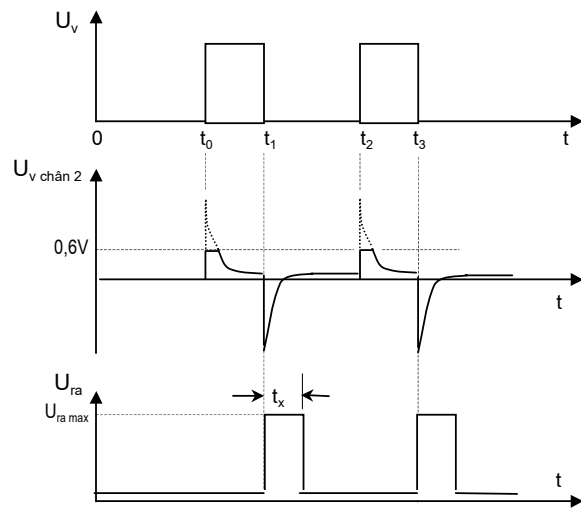
TRONG MẠCH TRÊN CÓ THỂ GIẢM GIÁ TRỊ R_2 ĐẾN KHÔNG.

GIẢN ĐỒ ĐIỆN ÁP - THỜI GIAN MINH HỌA HOẠT ĐỘNG CỦA MẠCH ĐA HÀI ĐỢI DỪNG IC - 555 ĐƯỢC TRÌNH BÀY TRÊN HÌNH 5.51.

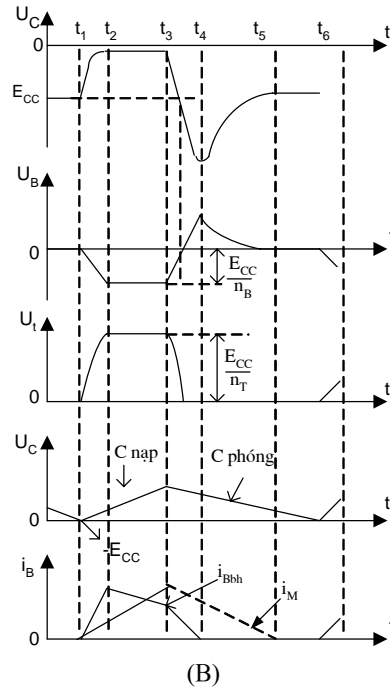
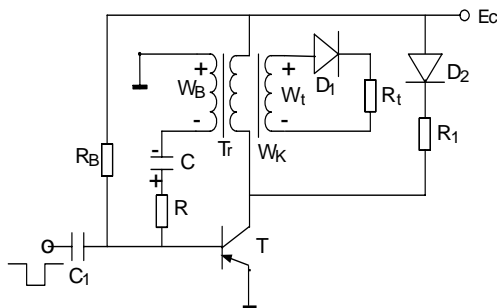
5.6.6. BỘ TẠO DAO ĐỘNG BLOCKING

BLOCKING HAY GỌI LÀ BỘ DAO ĐỘNG NGHỆT LÀ MỘT TẦNG KHUẾCH ĐẠI ĐƠN HAY ĐẨY KÉO, CÓ HỒI TIẾP DƯỠNG MẠNH QUA MỘT BIẾN ÁP XUNG, ĐƯỢC TRÌNH BÀY TRÊN HÌNH 5.52, NHỜ

ĐÓ TẠO CÁC XUNG CÓ ĐỘ RỘNG RẤT HẸP (CỠ $10^{-3} \div 10^{-6} \text{S}$) VÀ CÓ BIÊN ĐỘ LỚN.



HÌNH 5.51. GIẢN ĐỒ ĐIỆN ÁP - THỜI GIAN CỦA MẠCH ĐA HÀI ĐỢI DỪNG IC - 555.



(A)

HÌNH 5.52. SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ BLOCKING TỰ DAO ĐỘNG (A) ;
GIẢN ĐỒ ĐIỆN ÁP - THỜI GIAN MINH HỌA HOẠT ĐỘNG CỦA BLOCKING (B).

BLOCKING THƯỜNG ĐƯỢC DÙNG ĐỂ TẠO RA CÁC XUNG ĐIỀU KHIỂN TRONG CÁC HỆ THỐNG SỐ. BLOCKING CÓ THỂ LÀM VIỆC Ở CÁC CHẾ ĐỘ KHÁC NHAU: CHẾ ĐỘ TỰ DAO ĐỘNG, CHẾ ĐỘ ĐỢI, ĐỒNG BỘ HAY CHẾ ĐỘ CHIA TẦN.

HÌNH 5.52.A LÀ SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ CỦA BLOCKING TỰ DAO ĐỘNG, CÓ TRANSISTOR T MẮC EMITTER CHUNG, VỚI BIẾN ÁP XUNG T_R GỒM 3 CUỘN W_K LÀ CUỘN SƠ CẤP, W_B VÀ W_T LÀ CUỘN THỨ CẤP.

QUÁ TRÌNH HỒI TIẾP DƯỠNG THỰC HIỆN TỪ W_K QUA W_B , NHỜ CỰC TÍNH NGƯỢC NHAU CỦA CHÚNG. ĐIỆN

TRỞ R ĐỂ HẠN CHẾ DÒNG BASE. NGOÀI RA ĐIỆN TRỞ R CÒN THAM GIA MẠCH PHÓNG CỦA TỤ ĐIỆN C KHI TRANSISTOR T KHÓA. DIODE D_1 ĐỂ LOẠI BỎ XUNG CỰC TÍNH ÂM TRÊN TẢI SINH RA KHI TRANSISTOR CHUYỂN CHẾ ĐỘ TỪ MỞ SANG KHÓA. MẠCH R_1 , D_2 ĐỂ BẢO VỆ TRANSISTOR KHỎI BỊ QUÁ ÁP. CÁC HỆ SỐ BIẾN ÁP XUNG LÀ N_B VÀ N_T ĐƯỢC XÁC ĐỊNH BỞI (5.101).

$$n_B = \frac{W_K}{W_B} ; \quad n_t = \frac{W_K}{W_t} \quad (5.101)$$

QUÁ TRÌNH DAO ĐỘNG XUNG LIÊN QUAN ĐẾN THỜI GIAN MỞ VÀ ĐƯỢC DUY TRÌ Ở TRẠNG THÁI BẢO HÒA NHỜ MẠCH HỒI TIẾP DƯỠNG CỦA TRANSISTOR. KẾT THÚC VIỆC TẠO XUNG LÀ LÚC TRANSISTOR RA KHỎI TRẠNG THÁI BẢO HÒA VÀ CHUYỂN ĐỘT BIẾN SANG TRẠNG THÁI KHÓA NHỜ HỒI TIẾP DƯỠNG.

TRONG KHOẢNG THỜI GIAN $0 < T < T_1$, T KHÓA DO ĐIỆN ÁP NẠP TRÊN TỤ C, (PHÂN CỰC NGƯỢC LỚP TIẾP GIÁP BASE - EMITTER). TỤ C PHÓNG ĐIỆN TỪ $+C$ QUA R, R_B , NGUỒN NUÔI E_C QUA CUỘN DÂY W_B TỚI $-C$, TỚI THỜI ĐIỂM $T = T_1$, $U_C = 0$.

TRONG KHOẢNG THỜI GIAN $T_1 < T < T_2$, KHI U_C CHUYỂN QUA GIÁ TRỊ KHÔNG, XUẤT HIỆN QUÁ TRÌNH ĐỘT BIẾN BLOCKING THUẬN NHỜ MẠCH HỒI TIẾP DƯỠNG QUA W_B , DẪN ĐẾN TRANSISTOR MỞ BẢO HÒA.

TRONG KHOẢNG THỜI GIAN $T_2 < T < T_3$, T BẢO HÒA SÂU, ĐIỆN ÁP TRÊN CUỘN W_B GẦN BẰNG TRỊ SỐ CỦA E_C , ĐÓ LÀ GIAI ĐOẠN TẠO ĐỈNH XUNG, CÓ SỰ TÍCH LŨY NĂNG LƯỢNG TỪ TRONG CÁC CUỘN DÂY CỦA BIẾN ÁP, TƯƠNG ỨNG ĐIỆN ÁP HỒI TIẾP QUA W_B LÀ:

$$u_{W_B} = \frac{E_C}{n_B} \quad (5.102)$$

VÀ ĐIỆN ÁP TRÊN CUỘN DÂY W_T LÀ:

$$u_{W_t} = \frac{E_C}{n_t} \quad (5.103)$$

LÚC NÀY TỐC ĐỘ THAY ĐỔI DÒNG COLLECTOR GIẢM NHỎ, NÊN SỨC ĐIỆN ĐỘNG CẢM ỨNG TRÊN W_K , W_B CŨNG GIẢM, LÀM DÒNG BASE GIẢM THEO, DO ĐÓ LÀM GIẢM MỨC BẢO HÒA CỦA TRANSISTOR T, ĐỒNG THỜI TỤ C ĐƯỢC DÒNG BASE I_B NẠP QUA MẠCH DIODE, TIẾP GIÁP EMITTER - BASE CỦA T, R, C, CUỘN W_B , ĐẮT. LÚC ĐÓ I_B GIẢM TỚI GIÁ TRỊ TỐI HẠN:

$$I_B = I_{Bbh} = \frac{I_C}{\beta} = \frac{I_{Cbh}}{\beta},$$

LÚC NÀY XUẤT HIỆN QUÁ TRÌNH HỒI TIẾP DƯỠNG THEO HƯỚNG NGƯỢC LẠI (QUÁ TRÌNH BLOCKING NGƯỢC): T THOÁT KHỎI TRẠNG THÁI BẢO HÒA I_C GIẢM LÀM CHO I_B GIẢM, ĐƯA T ĐỘT NGỘT SANG TRẠNG THÁI KHÓA, DÒNG $I_C = 0$, TUY NHIÊN DO QUÁN TÍNH CỦA CUỘN DÂY TRÊN COLLECTOR, XUẤT HIỆN SUẤT ĐIỆN ĐỘNG TỰ CẢM CHỐNG LẠI SỰ GIẢM ĐỘT NGỘT CỦA DÒNG ĐIỆN, DO ĐÓ HÌNH THÀNH MỘT MỨC ĐIỆN ÁP ÂM, BIÊN ĐỘ LỚN (QUÁ GIÁ TRỊ CỦA NGUỒN E_C), ĐÂY LÀ QUÁ TRÌNH TIÊU TÁN NĂNG LƯỢNG TỪ TRƯỜNG ĐÃ TÍCH LŨY TỪ TRƯỚC, NHỜ DÒNG THUẬN CHẠY QUA $D_2 R_1$, LÚC NÀY CUỘN W_T CẢM ỨNG ĐIỆN ÁP ÂM LÀM D_1 CẮM VÀ TÁCH MẠCH TẢI RA KHỎI SƠ ĐỒ. SAU ĐÓ TỤ C PHÓNG ĐIỆN DUY TRÌ T KHÓA CHO ĐẾN KHI $U_C = 0$ SẼ LẬP LẠI MỘT NHỊP LÀM VIỆC MỚI.

ĐỘ RỘNG XUNG BLOCKING TÍNH ĐƯỢC LÀ:

$$t_x = t_3 - t_1 = (R + r_v) \cdot C \ln \frac{\beta R_t}{n_B (R_t + r_v)} \quad (5.104)$$

TRONG ĐÓ R_v LÀ ĐIỆN TRỞ VÀO CỦA TRANSISTOR LÚC MỞ.

TRỞ TẢI XOAY CHIỀU TRÊN MẠCH COLLECTOR:

$$R_{t\sim} = n_t^2 R_t \quad (5.105)$$

β LÀ HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI DÒNG TĨNH CỦA TRANSISTOR T.

THỜI GIAN HỒI PHỤC $T_4 \div T_6$ HÌNH 5.52.B, DO THỜI GIAN PHÓNG ĐIỆN CỦA TỤ QUYẾT ĐỊNH VÀ ĐƯỢC XÁC ĐỊNH BỞI (5.106).

$$t_{hph} = t_6 - t_4 = R_B \cdot C \ln \left(1 + \frac{1}{n_B} \right) \quad (5.106)$$

NẾU BỎ QUA CÁC THỜI GIAN TẠO SƯỜN TRƯỚC VÀ SƯỜN SAU CỦA XUNG THÌ CHU KỲ XUNG:

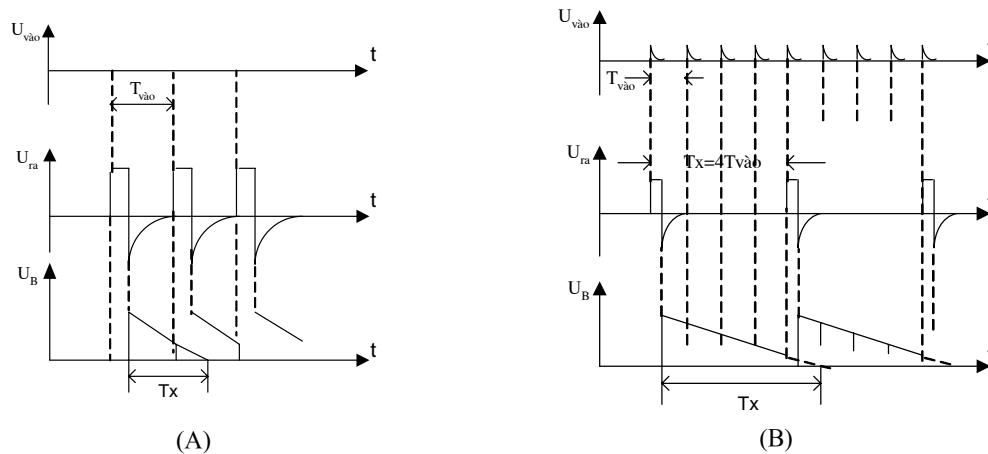
$$T_x = t_x + t_{hph} \quad (5.107)$$

VÀ TẦN SỐ CỦA DÃY XUNG:

$$f = \frac{1}{t_x + t_{hph}} \quad (5.108)$$

SƠ ĐỒ BLOCKING CÓ THỂ XÂY DỰNG TỪ HAI TRANSISTOR MẮC ĐẨY KÉO, LÀM VIỆC VỚI MỘT BIẾN ÁP XUNG BẢO HÒA TỪ ĐỂ TẠO CÁC XUNG VUÔNG, VỚI HIỆU SUẤT NĂNG LƯỢNG CAO VÀ CHẤT LƯỢNG THAM SỐ XUNG TỐT.

KHI BLOCKING LÀM VIỆC Ở CHẾ ĐỘ ĐỒNG BỘ CẦN CHỌN CHU KỲ CỦA DÃY XUNG ĐỒNG BỘ T_V NHỎ HƠN CHU KỲ CỦA DÃY XUNG DO BLOCKING TẠO RA T_X , CÒN NẾU Ở CHẾ ĐỘ CHIA TẦN CHỈ CẦN TUÂN THEO ĐIỀU KIỆN $T_X \gg T_V$ VÀ KHI ĐÓ CÓ DÃY XUNG ĐẦU RA CÓ CHU KỲ LẶP LẠI LÀ: $T_{RA} = NT_V$ (HÌNH 5.53.A VÀ 5.53.B VỚI N LÀ HỆ SỐ CHIA).



HÌNH 5.53. BLOCKING Ở CHẾ ĐỘ $T_X > T_{vào}$ (A) VÀ Ở CHẾ ĐỘ CHIA TẦN VỚI $T_X \gg T_{vào}$ $T_{RA} = NT_{vào}$ VỚI $N = 4$. (B).

5.6.7. MẠCH TẠO XUNG RĂNG CỬA

1. KHÁI NIỆM VỀ MẠCH TẠO XUNG RĂNG CỬA (DAO ĐỘNG TÍCH THOÁT)

MẠCH TẠO DAO ĐỘNG TÍCH THOÁT LÀ MẠCH TẠO CÁC XUNG CÓ DẠNG HÌNH RĂNG CỬA (XUNG TAM GIÁC). XUNG NÀY ĐƯỢC SỬ DỤNG LÀM TÍN HIỆU QUÉT TRONG CÁC DAO ĐỘNG KÝ, TRONG MÁY THU HÌNH, MÁY TÍNH. NÓ CÒN ĐƯỢC SỬ DỤNG TRONG KỸ THUẬT ĐO LƯỜNG HAY TỰ ĐỘNG ĐIỀU KHIỂN LÀM TÍN HIỆU CHUẨN HAI CHIỀU BIÊN ĐỘ VÀ THỜI GIAN, CÓ VAI TRÒ KHÔNG THỂ THIẾU ĐƯỢC HẦU NHƯ TRONG MỌI HỆ THỐNG ĐIỆN TỬ HIỆN ĐẠI.

HÌNH 5.54 ĐƯA RA DẠNG XUNG TAM GIÁC LÝ TƯỞNG VỚI CÁC THAM SỐ CHỦ YẾU SAU:

BIÊN ĐỘ RA U_{MAX} , MỨC ĐIỆN ÁP MỘT CHIỀU BAN ĐẦU $U_{Q(T=0)} = U_0$, CHU KỲ LẶP LẠI T (VỚI XUNG TUẦN HOÀN). THỜI GIAN QUÉT THUẬN T_Q VÀ THỜI GIAN QUÉT NGƯỢC T_{NG} (THÔNG THƯỜNG $T_Q \gg T_{NG}$), TỐC ĐỘ QUÉT

THUẬN: $K = \frac{du_{q(t)}}{dt}$ HAY ĐỘ NGHIÊNG VI

PHÂN CỦA ĐƯỜNG QUÉT.

ĐỂ ĐÁNH GIÁ CHẤT LƯỢNG U_Q THỰC TẾ SO VỚI LÝ TƯỞNG, CÓ HỆ SỐ KHÔNG ĐƯỜNG THẲNG ε ĐƯỢC ĐỊNH NGHĨA NHƯ SAU:

$$\varepsilon = \frac{\frac{du_{q(t=0)}}{dt} - \frac{du_{q(t=t_q)}}{dt}}{\frac{du_{q(t=0)}}{dt}} = \frac{u_{q(0)} - u_{q(t_q)}}{u_{q(0)}} \quad (5.109)$$

NGOÀI RA CÒN CÁC THAM SỐ KHÁC NHƯ: TỐC ĐỘ QUÉT TRUNG BÌNH:

$$K_{TB} = \frac{u_{max}}{t_q} \text{ VÀ HIỆU SUẤT NĂNG LƯỢNG:}$$

$$\eta = \frac{u_{max}}{E_c}$$

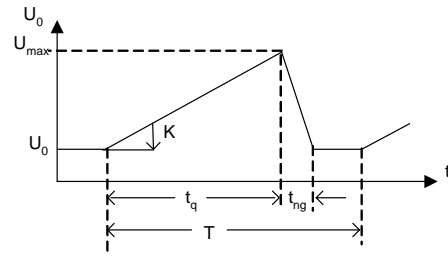
TỪ ĐÓ CÓ HỆ SỐ PHẨM CHẤT CỦA U_Q LÀ :

$$Q = \frac{\eta}{\varepsilon} \quad (5.110)$$

NGUYÊN LÝ TẠO XUNG TAM GIÁC DỰA TRÊN VIỆC SỬ DỤNG QUÁ TRÌNH NẠP HAY PHÓNG ĐIỆN CỦA MỘT TỤ ĐIỆN QUA MỘT MẠCH NÀO ĐÓ. KHI ĐÓ QUAN HỆ GIỮA DÒNG ĐIỆN QUA TỤ VÀ ĐIỆN ÁP TRÊN TỤ BIẾN ĐỔI THEO THỜI GIAN CÓ DẠNG:

$$I_{C(t)} = C \cdot \frac{du_{C(t)}}{dt} \quad (5.111)$$

TRONG ĐÓ C LÀ ĐIỆN DUNG CỦA TỤ ĐIỆN, LÀ HẰNG SỐ, MUỐN QUAN HỆ $U_{C(t)}$ LÀ TUYẾN TÍNH THÌ DÒNG ĐIỆN QUA TỤ PHẢI LÀ HẰNG SỐ.



HÌNH 5.54. XUNG TAM GIÁC LÝ TƯỞNG

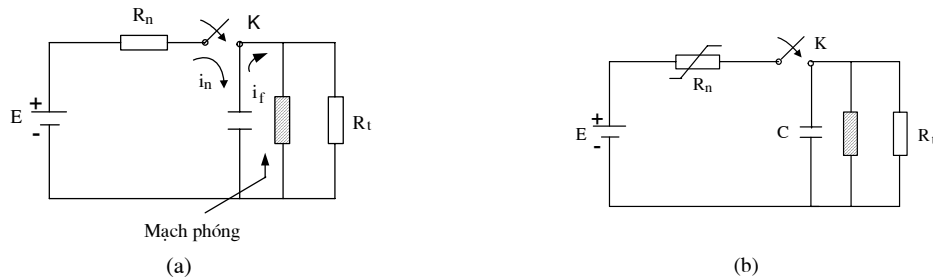
CÓ HAI DẠNG XUNG RẰNG CỦA CƠ BẢN LÀ: TRONG THỜI GIAN QUÉT THUẬN U_Q TĂNG TUYẾN TÍNH THEO THỜI GIAN NHỜ QUÁ TRÌNH NẠP CHO TỤ TỪNGUỒN MỘT CHIỀU NÀO ĐÓ VÀ U_Q GIẢM TUYẾN TÍNH THEO THỜI GIAN NHỜ QUÁ TRÌNH PHÓNG ĐIỆN CỦA TỤ ĐIỆN QUA MỘT MẠCH NÀO ĐÓ. YÊU CẦU CHUNG LÀ $T_Q \gg T_{NG}$.

Để điều khiển tức thời các mạch phóng nạp, thường sử dụng các khóa điện tử (transistor, hay IC) đóng mở theo xung điều khiển bên ngoài. Trên thực tế để ổn định dòng điện nạp hay dòng điện phóng của tụ cần một khối tạo nguồn dòng, khi đó điện áp U_Q tăng hay giảm tuyến tính theo thời gian.

Về nguyên lý có ba phương pháp cơ bản sau để tạo xung răng cưa:

A) Dùng mạch tích phân đơn giản, mạch RC nối ra trên C, để nạp điện cho tụ từ nguồn E hình

5.55.A, quá trình phóng nạp được một khóa điện tử điều khiển. Khi đó độ phẩm chất của mạch thấp, độ phi tuyến cao.



HÌNH 5.55. CÁC PHƯƠNG PHÁP TẠO U_Q

B) Dùng một phần tử để ổn định dòng kiểu thông số, có điện trở phụ thuộc vào điện áp đặt trên nó $R_n = f(u_{R_n})$ làm điện trở nạp cho tụ C. Để giữ cho dòng nạp không đổi, điện trở R_N giảm khi điện áp trên nó giảm lúc đó:

$$\varepsilon = \frac{u_{\max}}{E_{td}} \quad \text{VỚI } E_{TD} = I_{NAP} \cdot R_I \quad (5.112)$$

R_I là điện trở nội của nguồn dòng, có giá trị rất lớn, do đó E_{TD} lớn và cho phép nâng cao U_{MAX} với mức méo phi tuyến cho trước, hình 5.55(B).

C) Thay thế nguồn E cố định ở đầu vào bằng một nguồn biến đổi.

$$e(t) = E + k(U_C - U_o)$$

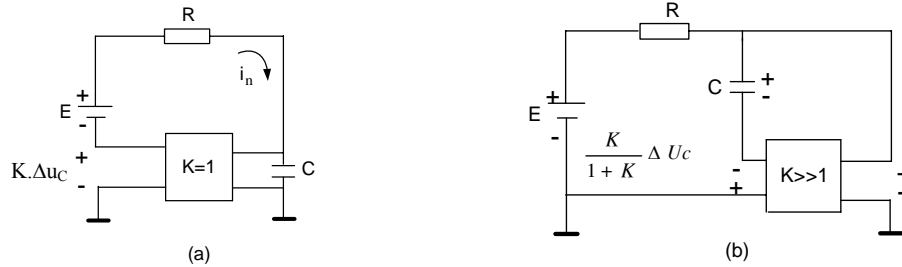
$$\text{HAY} \quad e(t) = E + k\Delta u_C \quad (5.113)$$

VỚI K LÀ HẰNG SỐ TỈ LỆ NHỎ HƠN 1 VÀ $k = \frac{de(t)}{dU_c} < 1$ VỚI HÌNH 5.56.A.

NGUỒN BỔ SUNG $k\Delta U_c$ BÙ LẠI MỨC GIẢM CỦA DÒNG NẠP NHỜ MỘT MẠCH KHUẾCH ĐẠI CÓ HỒI TIẾP THAY ĐỔI THEO ĐIỆN ÁP TRÊN TỤ U_c , KHI ĐÓ MỨC MÉO PHI TUYẾN:

$$\varepsilon = \frac{U_{max}}{E}(1 - k) \quad (5.114)$$

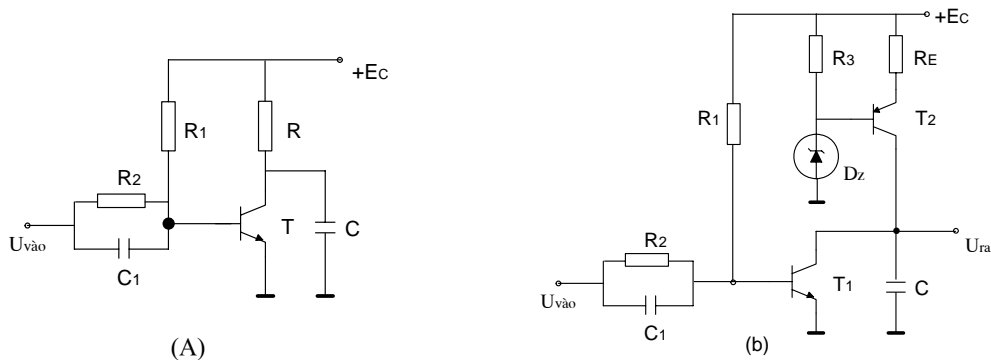
GIÁ TRỊ NÀY THỰC TẾ NHỎ VÌ $K \approx 1$. DO ĐÓ DÙ U_{MAX} LỚN XẤP XỈ E LÀM TĂNG HIỆU SUẤT CỦA MẠCH MÀ ε VẪN NHỎ, HÌNH 5.56.



HÌNH 5.56. PHƯƠNG PHÁP BOOTSTRAP TẠO U_Q

2. MẠCH TẠO XUNG RĂNG CỬA DÙNG TRANSISTOR

HÌNH 5.57 LÀ CÁC SƠ ĐỒ DÙNG TRANSISTOR THÔNG DỤNG ĐỂ TẠO XUNG RĂNG CỬA TRONG ĐÓ (A) LÀ SƠ ĐỒ ĐƠN GIẢN, (B) LÀ MẠCH DÙNG PHẦN TỬ ỔN DÒNG (PHƯƠNG PHÁP MILLER) VÀ (C) LÀ MẠCH BÙ CÓ KHUẾCH ĐẠI BÁM KIỂU BOOTSTRAP.



A) *KHẢO SÁT SƠ ĐỒ HÌNH 5.57.A.*

BAN ĐẦU KHI CHƯA CÓ TÍN HIỆU VÀO $U_v = 0$, TRANSISTOR T MỞ BẢO HOÀ NHỜ ĐIỆN TRỞ R_1 . ĐIỆN ÁP RA $U_{RA} = U_c \approx 0V$. TRONG THỜI GIAN CÓ XUNG VUÔNG CÓ CỰC TÍNH ÂM (HOẶC BẰNG KHÔNG) ĐƯA TỚI LỐI VÀO, TRANSISTOR T BỊ KHOÁ, TỤ C ĐƯỢC NẠP ĐIỆN TỪ $+E_c$ QUA R_c , C XUỐNG ĐẤT, ĐIỆN ÁP TRÊN TỤ C TĂNG THEO QUI LUẬT:

$$U_c(t) = E_c \left(1 - e^{-t/RC} \right) \quad (5.115)$$

ĐIỆN ÁP RA $U_{RA}(T) = U_c(T)$ Ở GẦN ĐÚNG BẬC NHẤT THEO T VỚI HỆ SỐ PHI TUYẾN.

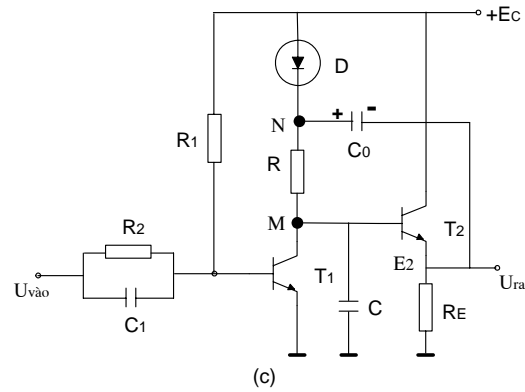
$$\varepsilon = \frac{I(o) - I(t_q)}{I(o)} = \frac{U_m}{E_c} \quad (5.116)$$

VỚI $I(o) \approx \frac{E_c}{R}$ VÀ $I(t_q) = \frac{E_c - U_m}{R}$ LÀ DÒNG NẠP BAN ĐẦU VÀ CUỐI.

KHI HẾT XUNG ĐIỂN KHIỂN (HOẶC XUNG ĐIỀU KHIỂN Ở MỨC ĐIỆN ÁP CAO), TRANSISTOR T LẠI MỞ BẢO HOÀ, TỤ C PHÓNG ĐIỆN NHANH QUA T, $U_{RA} \approx 0V$, MẠCH TRỞ VỀ TRẠNG THÁI BAN ĐẦU. TRONG MẠCH, LỐI VÀO CÓ ĐIỆN TRỞ R_2 MẮC SONG SONG VỚI TỤ C_1 , ĐIỆN TRỞ R_2 ĐỂ HẠN CHẾ DÒNG BASE CỦA T VÀ CHO THÀNH PHẦN TẦN SỐ THẤP QUA, TỤ C_1 ĐỂ TÁC ĐỘNG NHANH TỚI BASE CỦA T.

TỪ BIỂU THỨC HỆ SỐ PHI TUYẾN ε (5.116) THẤY RÕ, MUỐN SAI SỐ BÉ CẦN CHỌN NGUỒN E_c LỚN VÀ BIÊN ĐỘ RA CỦA XUNG RẰNG CỬA U_m NHỎ. ĐÂY LÀ NHƯỢC ĐIỂM CƠ BẢN CỦA SƠ ĐỒ ĐƠN GIẢN NÀY.

B) VỚI MẠCH HÌNH 5.57.B, TRANSISTOR T_2 MẮC THEO KIỂU BASE CHUNG CÓ TÁC DỤNG NHƯ MỘT NGUỒN DÒNG CÓ BÙ NHIỆT DO DIODE ỔN ÁP D_z (Ở ĐÂY DIODE ỔN ÁP CÓ ĐIỆN ỒP ỔN ÁP TRÊN 6V, CÓ HỆ SỐ NHIỆT DƯƠNG). DÒNG I_{C2} ỔN ĐỊNH NẠP CHO TỤ C TRONG THỜI GIAN XUNG VUÔNG ĐIỀU KHIỂN LỐI VÀO BẰNG KHÔNG



HÌNH 5.57. CÁC MẠCH TẠO XUNG RẰNG CỦA THÔNG DỤNG NHẤT

(HOẶC CÓ CỰC TÍNH ÂM) LÀM KHOÁ T_1 , TA CÓ:

$$U_{ra} = U_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^{t_q} I_{C2} dt = \frac{I_{C2}}{C} \cdot t \quad (5.117)$$

MẠCH HÌNH 5.57.B CHO PHÉP TẬN DỤNG TOÀN BỘ NGUỒN E_c ĐỂ TẠO XUNG RĂNG CỬA VỚI BIÊN ĐỘ NHẬN ĐƯỢC $U_M \approx E_c$. TUY VẬY, KHI CÓ TẢI NỐI SONG SONG TRỰC TIẾP VỚI C, THÌ CÓ PHẦN DÒNG QUA R_T VÀ U_M GIẢM, DO ĐÓ SAI SỐ ε TĂNG. ĐỂ SỬ DỤNG TỐT CẦN CÓ BIỆN PHÁP NÂNG CAO R_T , HAY GIẢM ẢNH HƯỞNG CỦA R_T VỚI MẠCH RA CỦA SƠ ĐỒ. ĐỂ THỰC HIỆN ĐƯỢC ĐIỀU TRÊN, LỐI RA DÙNG MỘT TẦNG KHUẾCH ĐẠI LẬP LẠI (DÙNG TRANSISTOR LUỒNG CỰC HAY TRANSISTOR TRƯỜNG, KĐT), KHI ĐÓ GIẢM ẢNH HƯỞNG CỦA TRỞ TẢI.

C) VỚI MẠCH HÌNH 5.57.C, T_1 LÀ PHẦN TỬ KHOÁ THUỜNG MỞ NHỜ ĐIỆN TRỞ R_1 VÀ CHỈ KHOÁ KHI XUNG ĐIỀU KHIỂN Ở MỨC KHÔNG (HOẶC CÓ CỰC TÍNH ÂM), T_2 LÀ TẦNG KHUẾCH ĐẠI LẬP LẠI (LÀM TẦNG ĐỆM).

BAN ĐẦU KHI CHƯA CÓ XUNG ĐIỀU KHIỂN, T_1 MỞ BẢO HOÀ NHỜ ĐIỆN TRỞ R_1 , DIODE D MỞ, QUA ĐIỆN TRỞ R VÀ CÓ DÒNG $I_o = \frac{E_c}{R+R_D}$ QUA T_1 , ĐIỆN ÁP TRÊN TỤ

$$C: u_c = U_{CBbh} \approx 0.$$

Ở ĐÂY R_D LÀ ĐIỆN TRỞ CỦA DIODE D KHI DIODE MỞ. QUA T_2 TỤ NHẬN ĐƯỢC $U_{RA} \approx 0$. TỤ C_0 NẠP TỚI ĐIỆN ÁP $U_N - U_{E2} \approx E_c$, VỚI CỰC TÍNH NHƯ TRONG MẠCH. TRONG THỜI GIAN CÓ XUNG VÀO ÂM T_1 BỊ KHOÁ, TỤ C ĐƯỢC NẠP ĐIỆN QUA D, R LÀM ĐIỆN ÁP TẠI ĐIỂM M (CŨNG LÀ ĐIỆN ÁP BASE CỦA T_2) TĂNG LÊN, LÀM T_2 MỞ, GIA SỐ ΔU_c QUA T_2 VÀ QUA C_0 (CÓ ĐIỆN DUNG LỚN) GẦN NHƯ ĐƯỢC ĐƯA TOÀN BỘ VỀ ĐIỂM N BÙ THÊM VỚI GIÁ TRỊ SẴN CÓ TẠI N GIỮ ỔN ĐỊNH DÒNG QUA R NẠP CHO TỤ C.

KHI DÒNG HỒI TIẾP QUA C_0 VỀ N CÓ TRỊ SỐ BẰNG E_c/R THÌ KHÔNG CÒN DÒNG QUA DIODE D, DẪN TỚI CÂN BẰNG ĐỘNG, NGUỒN E_c NHƯ TÁCH KHỎI MẠCH, LÚC NÀY TỤ C NẠP NHỜ NGUỒN E_c ĐƯỢC NẠP TRƯỚC CHO C_0 .

SƠ ĐỒ CÓ ƯU ĐIỂM LÀ BIÊN ĐỘ U_M XẤP XỈ GIÁ TRỊ NGUỒN E_c TRONG KHI HỆ SỐ PHI TUYẾN ε GIẢM VÀ ẢNH HƯỞNG CỦA TRỞ TẢI R_T MẮC Ở EMITTER CỦA T_2 ÍT ẢNH HƯỞNG ĐẾN QUÁ TRÌNH NẠP CỦA TỤ C.

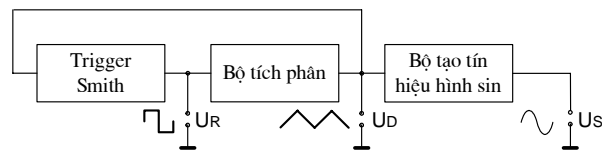
CÁC SƠ ĐỒ TRONG HÌNH 5.57 CÓ THỂ DÙNG XUNG ĐIỀU KHIỂN VỚI CỰC TÍNH DƯƠNG, KHI TA BỎ ĐIỆN TRỞ R_1 VÀ CHUYỂN MẠCH T_1 ĐƯỢC THIẾT KẾ Ở DẠNG THUỜNG KHOÁ.

CÓ THỂ TẠO XUNG TAM GIÁC (XUNG RĂNG CỬA) DÙNG KĐTT NHƯ CÁC MẠCH TÍCH PHÂN DÒNG KĐTT.

5.6.8. BỘ TẠO CÁC TÍN HIỆU CÓ DẠNG ĐẶC BIỆT (BỘ TẠO HÀM SỐ)

TỪ NHỮNG KHẢO SÁT Ở CÁC PHẦN TRÊN THẤY RẰNG: KHI TẠO TÍN HIỆU HÌNH SIN TẦN SỐ THẤP, HẦU NHƯ LUÔN CẦN PHẢI SỬ DỤNG ỔN ĐỊNH BIÊN ĐỘ ĐIỆN ÁP RA. ĐỂ TẠO ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU CÓ DẠNG TAM GIÁC ĐƯỢC THỰC HIỆN TRÊN MỘT SƠ ĐỒ ĐƠN GIẢN HƠN NHỜ MỘT BỘ TÍCH PHÂN VÀ TRIGGER SMITH DÙNG KĐTT. TIẾP THEO, BẰNG CÁCH SỬ DỤNG KHỐI TẠO HÀM SIN TỪ CÁC ĐIỆN ÁP HÌNH TAM GIÁC. BẰNG PHƯƠNG PHÁP NÀY CÓ THỂ ĐỒNG THỜI TẠO RA ĐIỆN ÁP TAM GIÁC, VUÔNG GÓC VÀ HÌNH SIN, CHO NÊN BỘ TẠO DAO ĐỘNG LÀM VIỆC THEO NGUYÊN TẮC NÀY CÓ THỂ ĐƯỢC GỌI LÀ BỘ TẠO HÀM SỐ.

SƠ ĐỒ KHỐI CỦA BỘ TẠO DAO ĐỘNG NHƯ VẬY ĐƯỢC TRÌNH BÀY TRÊN HÌNH 5.58.



HÌNH 5.57. SƠ ĐỒ KHỐI BỘ DAO ĐỘNG HÀM SỐ.

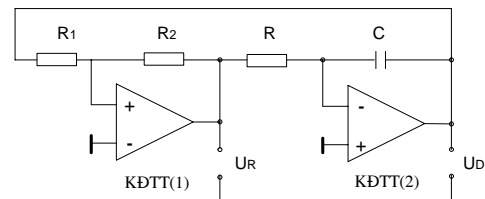
1. BỘ TẠO ĐIỆN ÁP TAM GIÁC VÀ VUÔNG GÓC ĐƠN GIẢN

BỘ TẠO ĐIỆN ÁP TAM GIÁC VÀ VUÔNG GÓC

GÓC ĐƯỢC TẠO RA BẰNG CÁCH MẮC NỐI TIẾP MỘT BỘ TÍCH PHÂN VỚI MỘT TRIGGER SMITH ĐƯỢC TRÌNH BÀY TRÊN HÌNH 5.59.

BỘ TÍCH PHÂN LẤY ĐIỆN ÁP TRÊN LỐI RA CỦA TRIGGER SMITH. KHI ĐIỆN ÁP RA CỦA BỘ TÍCH PHÂN ĐẠT NGUỖNG LẬT CỦA TRIGGER SMITH THÌ ĐIỆN ÁP RA CỦA TRIGGER SMITH THAY ĐỔI MỘT CÁCH ĐỘT BIẾN DẤU CỦA NÓ (LẬT TRẠNG THÁI Ở LỐI RA). ĐIỆN ÁP RA CỦA BỘ TÍCH PHÂN LẠI

THAY ĐỔI THEO HƯỚNG NGƯỢC LẠI, SỰ THAY ĐỔI TIẾP DIỄN CHO ĐẾN KHI NÀO ĐẠT NGUỖNG LẬT CỦA TRIGGER SMITH. BẰNG CÁCH THAY ĐỔI HẰNG SỐ TÍCH PHÂN RC CÓ THỂ THAY ĐỔI ĐƯỢC TẦN SỐ CỦA ĐIỆN ÁP RA TRONG MỘT DẢI RỘNG, BIÊN ĐỘ CỦA ĐIỆN ÁP TAM GIÁC U_B CHỈ PHỤ THUỘC VÀO HAI NGUỖNG LẬT CỦA



HÌNH 5.59. BỘ TẠO HÌNH TAM GIÁC VÀ VUÔNG GÓC ĐƠN GIẢN.

TRIGGER SMITH. THEO NHỮNG ĐIỀU TRÌNH BÀY TRÊN BIÊN ĐỘ CỦA XUNG TAM GIÁC:

$$U_m = \frac{R_1}{R_2} U_{r \max}$$

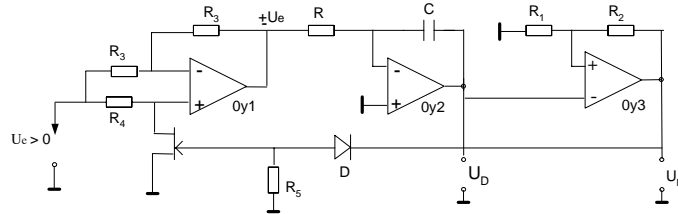
Ở ĐÂY U_{RAMAX} VÀ $-U_{RAMAX}$ LÀ HAI TRẠNG THÁI LỐI RA CỦA TRIGGER SMITH. CHU KỲ DAO ĐỘNG DÀI GẤP ĐÔI THỜI GIAN CẦN THIẾT ĐỂ ĐIỆN ÁP RA BỘ TÍCH PHÂN BIẾN ĐỔI TỪ $-U_{DM}$ ĐẾN $+U_{DM}$. TỪ ĐÓ SUY RA CHU KỲ:

$$T = 4RC \frac{R_1}{R_2} \quad (5.118)$$

NHƯ VẬY LÀ TẦN SỐ CỦA TÍN HIỆU RA KHÔNG PHỤ THUỘC VÀO MỨC GIỚI HẠN BẢO HOÀ $\pm U_{RAMAX}$ CỦA BỘ KĐTT.

2. BỘ TẠO HÀM SỐ CÓ ĐIỀU KHIỂN TẦN SỐ TÍN HIỆU RA

TRONG CÁC BỘ TẠO HÀM SỐ, CÓ THỂ ĐẢM BẢO VIỆC ĐIỀU KHIỂN TẦN SỐ CỦA ĐIỆN ÁP RA BẰNG CÁC PHƯƠNG PHÁP TƯƠNG ĐỐI ĐƠN GIẢN. MUỐN VẬY NGƯỜI TA MẮC NỐI TIẾP VỚI TRIGGER SMITH MỘT BỘ CHUYỂN MẠCH ANALOG. HÌNH 5.60 TRÌNH BÀY SƠ ĐỒ MINH HOẠ GIẢI PHÁP NÀY.



HÌNH 5.60. BỘ TẠO HÀM SỐ CÓ BỘ CHUYỂN MẠCH ANALOG DÙNG KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN.

TUỖY THEO CỰC TÍNH CỦA TÍN HIỆU RA CỦA TRIGGER SMITH MÀ TRÊN LỐI VÀO CỦA BỘ TÍCH PHÂN CÓ ĐIỆN ÁP U_E HAY $-U_E$. LÚC ĐÓ, TỐC ĐỘ TĂNG CỦA ĐIỆN ÁP U_D TRÊN LỐI RA CỦA BỘ TÍCH PHÂN BẰNG:

$$\left(\frac{\Delta U_D}{\Delta t} \right) = \pm \left(\frac{U_e}{RC} \right) \quad (5.119)$$

NHƯ TRONG PHẦN KHẢO SÁT VỀ TRIGGER SMITH CHO THẤY: ĐIỆN ÁP RA CỦA TRIGGER SMITH LẬT TRẠNG THÁI KHI ĐIỆN ÁP TAM GIÁC U_D VƯỢT HAI NGƯỠNG $\pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{r \max}$ (ĐỐI VỚI TRIGGER SMITH VỚI LỐI VÀO ĐẢO). TRONG SƠ ĐỒ NÀY TẦN SỐ DAO ĐỘNG CỦA MẠCH ĐIỆN:

$$f = \frac{R_1 + R_2}{4R_1 \cdot RC} \cdot \frac{U_e}{U_{r\max}} \quad (5.120)$$

NHƯ VẬY TẦN SỐ DAO ĐỘNG LIÊN HỆ VỚI ĐIỆN ÁP LỐI VÀO U_E . VÌ VẬY SƠ ĐỒ NÀY CHÍNH LÀ SƠ ĐỒ BỘ BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP THÀNH TẦN SỐ.

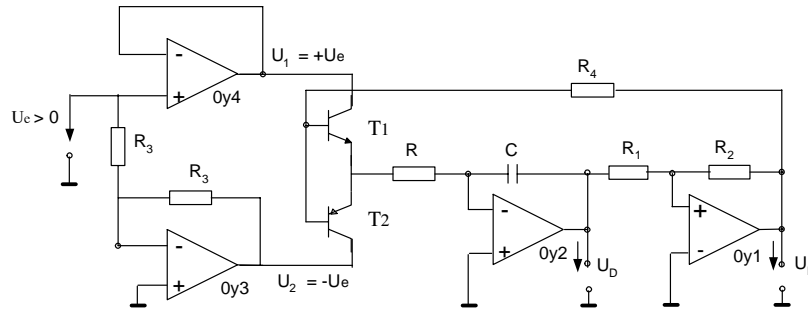
NẾU TRỊ SỐ CỦA ĐIỆN ÁP U_E CHO BẰNG:

$$U_e = U_{e_0} + \Delta U_e \quad (5.121)$$

THÌ CÓ THỂ ĐIỀU KHIỂN TẦN SỐ ĐIỆN ÁP RA THAY ĐỔI TUYẾN TÍNH.

KHI CẦN PHẢI CÓ ĐỘ ỔN ĐỊNH CAO ĐỐI VỚI BIÊN ĐỘ VÀ TẦN SỐ TÍN HIỆU RA, NGƯỜI TA THAY TRIGGER SMIT BẰNG TRIGGER SMITH CHÍNH XÁC (TRIGGER SMITH CÓ HAI BỘ SO SÁNH, TRONG IC 555).

BỘ CHUYỂN MẠCH ANALOG MÔ TẢ TRÊN HÌNH 5.60 CHỈ CÓ THỂ LÀM VIỆC Ở TẦN SỐ KHÔNG CAO LẮM. ĐỐI VỚI CÁC TẦN SỐ CAO HƠN 10 KHZ TỐT NHẤT LÀ DÙNG BỘ CHUYỂN MẠCH TRANSISTOR HÌNH 5.61.

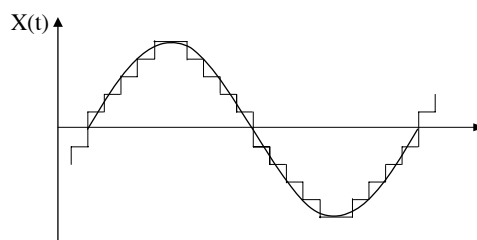


HÌNH 5.61. BỘ TẠO HÀM SỐ VỚI BỘ CHUYỂN MẠCH BẰNG TRANSISTOR.

TUỖY THEO TRẠNG THÁI CỦA TRIGGER SMITH MÀ CÁC TRANSISTOR T_1 VÀ T_2 SẼ CÓ ĐIỆN ÁP $+U_E$ HOẶC $-U_E$ ĐẶT TRÊN LỐI VÀO CỦA BỘ TÍCH PHÂN (ĐIỀU KIỆN $|U_E| < U_{R\max}$). TRONG TRƯỜNG HỢP NÀY CÁC TRANSISTOR LÀM VIỆC NHƯ TẦNG LẶP LẠI EMITTER KIỂU BÙ VÀ CÓ SỤT ÁP TRÊN CÁC TIẾP GIÁP MỞ BẰNG VÀI MI-LI VÔN.

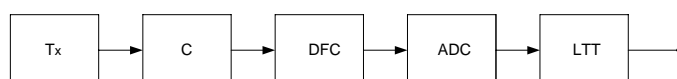
5.7. DÙNG BỘ BIẾN ĐỔI SỐ - TƯƠNG TỰ D/A ĐỂ TẠO DAO ĐỘNG

DỰA TRÊN TIẾN BỘ KỸ THUẬT CỦA NHỮNG NĂM GẦN ĐÂY, ĐẶC BIỆT TRONG LĨNH VỰC KỸ THUẬT SỐ, NGƯỜI TA CÓ THỂ XÂY DỰNG MỘT MÁY PHÁT TÍN HIỆU HÌNH SIN DỰA TRÊN NGUYÊN TẮC XẤP XỈ HÓA TỪNG ĐOẠN KẾT HỢP VỚI LẤY MẪU ĐỀU THEO THỜI GIAN HÌNH 5.62.



HÌNH 5.62. XẤP XỈ HÓA TỪNG ĐOẠN TÍN HIỆU HÌNH SIN BẰNG CÁC TÍN HIỆU BẬC THANG.

SƠ ĐỒ KHỐI CỦA TẠO DAO ĐỘNG HÌNH SIN BẰNG PHƯƠNG PHÁP SỐ ĐƯỢC MÔ TẢ TRÊN HÌNH 5.63.



HÌNH 5.63. SƠ ĐỒ KHỐI CỦA TẠO DAO ĐỘNG HÌNH SIN BẰNG PHƯƠNG PHÁP SỐ.

TRONG ĐÓ KHỐI ĐẦU TIÊN LÀ KHỐI TẠO XUNG NHỊP TX; C LÀ BỘ ĐẾM THUẬN NGHỊCH DÙNG ĐỂ MỞ THEO THỜI GIAN GIÁ TRỊ TỨC THỜI CỦA ĐỐI SỐ; DFC LÀ BỘ BIẾN ĐỔI TẦN SỐ - HÀM, ĐỂ TẠO RA CÁC GIÁ TRỊ CỦA TÍN HIỆU HÌNH SIN (Ở DẠNG SỐ); DAC LÀ BỘ BIẾN ĐỔI SỐ - TƯƠNG TỰ ĐỂ BIẾN ĐỔI TÍN HIỆU TỪ DẠNG SỐ (Ở ĐẦU RA CỦA DFC) THÀNH DẠNG TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ. CUỐI CÙNG LÀ BỘ LỌC THÔNG THẤP ĐỂ TỪ TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ DẠNG BẬC THANG THÀNH TÍN HIỆU HÌNH SIN.

ĐỘ MÉO TÍN HIỆU HÌNH SIN PHỤ THUỘC VÀO SỐ LƯỢNG MẪU LẤY TRONG MỘT CHU KỲ. NẾU SỐ MẪU LẤY CÀNG LỚN (ĐƯỢC XÁC ĐỊNH BẰNG TẦN SỐ XUNG NHỊP) THÌ HÌNH SIN CÓ ĐỘ CHÍNH XÁC CÀNG CAO. TUY NHIÊN ĐIỀU NÀY PHỤ THUỘC VÀO GIỚI HẠN TẦN SỐ LÀM VIỆC CỦA CÁC BỘ DFC VÀ DAC. VÌ VẬY PHƯƠNG PHÁP NÀY KHÔNG THỂ ỨNG DỤNG Ở TẦN SỐ CAO ĐỂ TẠO TÍN HIỆU HÌNH SIN VỚI ĐỘ MÉO NHỎ ĐƯỢC.

CHƯƠNG 6

CÁC MẠCH ĐIỀU CHẾ VÀ GIẢI ĐIỀU CHẾ

6.1. Các khái niệm về điều chế và giải điều chế

Trong thực tế tín tức thường là các dao động có tần số thấp (như tần số của sóng âm thanh từ 16 Hz đến 20 kHz) nên khó có thể truyền đi xa được. Tín tức ở miền tần số thấp cần được chuyển sang miền tần số cao để truyền đi xa nhờ quá trình điều chế.

Quá trình tạo ra sóng điện từ và truyền đi từ một nguồn nào đó gọi là quá trình bức xạ. Từ trở bức xạ của anten là R_{bx} được tính bằng biểu thức:

$$R_{bx} = \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2 \quad (6.1)$$

Ở đây h là chiều cao hiệu dụng của anten, λ là bước sóng. Anten bức xạ tốt nhất khi $R_{bx} \approx 1$, nếu tần số tín hiệu là 10 kHz thì anten phải có chiều cao $h = \lambda = 30$ km, đó là điều không thể chấp nhận được trong thực tế. Tần số càng cao kích thước của anten càng giảm. Đó cũng là một lý do để truyền sóng phải sử dụng tần số cao.

Điều chế là một quá trình ghi tín tức vào một dao động cao tần nhờ biến đổi một thông số nào đó (ví dụ: biên độ, tần số, góc pha, ...) của dao động cao tần theo tín tức. Tín tức được gọi là tín hiệu điều chế, dao động cao tần được gọi là tải tin hay là sóng mang, dao động cao tần mang tín tức là dao động cao tần đã được điều chế.

Người ta thường phân biệt hai loại điều chế: điều chế biên độ và điều chế góc, trong điều chế góc gồm điều tần và điều pha. Khi tải tin là tín hiệu xung có điều chế PAM (biên độ xung), PWM (độ rộng xung), PPM (vị trí xung) thay đổi theo quy luật của tín tức. Trong thông tin số còn sử dụng các loại điều chế xung mã PCM, DPCM.

Điều chế là quá trình được thực hiện ở nơi phát sóng. Tại nơi thu, để có tín tức thì phải thực hiện quá trình ngược lại là *giải điều chế* hay gọi là *tách sóng*. Tín hiệu sau khi tách sóng phải giống dạng tín hiệu điều chế ban đầu. Thực tế, tín hiệu sau quá trình điều chế, truyền, giải điều chế khác với tín hiệu ban đầu. Vì vậy một trong những yêu cầu cơ bản đối với quá trình tách sóng là yêu cầu về méo phi tuyến.

Tương ứng với các loại điều chế, người ta cũng phân biệt các loại tách sóng sau đây: tách sóng biên độ (tách sóng điều biên) và tách sóng tần số (tách sóng điều tần).

6.2. Điều biên và tách sóng điều biên

6.2.1. Phổ của tín hiệu điều biên

Điều biên là quá trình làm cho biên độ tải tin biến đổi theo quy luật của tín tức. Trong trường hợp đơn giản, cả tín tức u_s và tải tin u_t đều là dao động điều hòa, tần số của tín tức biến thiên từ $\omega_{s\min} \div \omega_{s\max}$, còn tải tin có tần số không đổi ω_t , ta có:

$$u_s = U_s \cos \omega_s t$$

$$u_t = U_t \cos \omega_t t ; \quad \text{với } \omega_t \gg \omega_s.$$

Do đó tín hiệu điều biên:

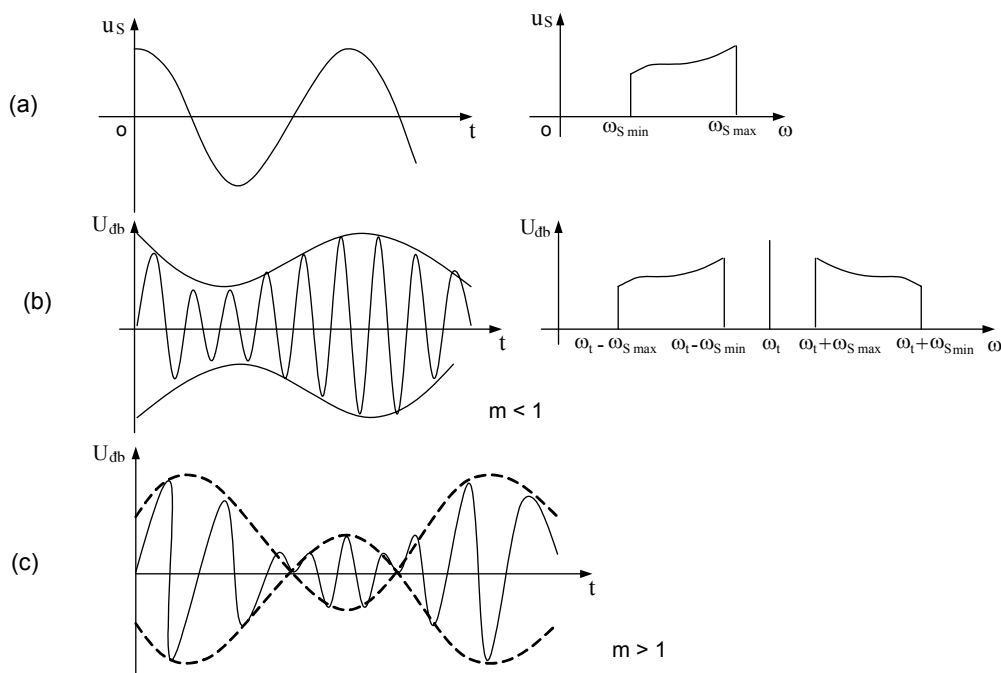
$$u_{db} = (U_t + U_s \cos \omega_s t) \cdot \cos \omega_t t = U_t (1 + m \cos \omega_s t) \cdot \cos \omega_t t \quad (6.2)$$

Trong đó $m = \frac{U_s}{U_t}$ gọi là hệ số điều chế hay là độ sâu điều chế. Thông thường chọn hệ số điều

chế $m \leq 1$. Nếu $m > 1$, xảy ra hiện tượng quá điều chế, tín hiệu điều biên sẽ bị méo trầm trọng như hình 6.1.c. Áp dụng biến đổi lượng giác đối với biểu thức (6.2) sẽ nhận được:

$$u_{db} = U_t \cos \omega_t t + \frac{m}{2} U_t \cos(\omega_t + \omega_s)t + \frac{m}{2} U_t \cos(\omega_t - \omega_s)t \quad (6.2b)$$

Vậy ngoài thành phần tải tin, tín hiệu điều biên có hai biên tần: biên tần trên có tần số từ $(\omega_t + \omega_{s \min})$ đến $(\omega_t + \omega_{s \max})$ và biên tần dưới có tần số từ $(\omega_t - \omega_{s \max})$ đến $(\omega_t - \omega_{s \min})$. Hình 6.1.b minh họa phổ của tín hiệu điều biên.



Hình 6.1. Tín hiệu điều biên. Đồ thị thời gian và phổ tín tức (a); đồ thị thời gian và phổ tín hiệu điều biên (b) ; đồ thị thời gian của tín hiệu điều biên, khi $m > 1$ (c).

6.2.2. Quan hệ năng lượng giữa các thành phần của tín hiệu điều biên

Trong tín hiệu điều biên, các biên tần chứa tín tức, còn tải tin không mang tín tức. Để nâng cao hiệu quả của quá trình truyền thông tin, cần xem xét năng lượng được phân bố như thế nào đối với các thành phần phổ của tín hiệu đã điều biên.

Công suất của tải tin là công suất trung bình trong một chu kỳ của tải tin:

$$P_{\sim t} \sim \frac{1}{2} U_t^2.$$

Công suất của một biên tần là: $P_{\sim bt} \sim \left(\frac{mU_t}{2} \right)^2 / 2$

Công suất của tín hiệu đã điều biên là công suất trung bình trong một chu kỳ tín hiệu điều chế:

$$P_{\sim db} = P_{\sim t} + 2P_{\sim bt} = P_{\sim t} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) \quad (6.4)$$

Từ biểu thức (6.4) cho thấy rằng: công suất của tín hiệu điều biên tỉ lệ với hệ số điều chế m . Hệ số điều chế càng lớn thì công suất của tín hiệu điều biên càng lớn. Khi hệ số điều chế $m = 1$, thì có quan hệ giữa công suất hai biên tần và tải tần như sau:

$$2P_{\sim bt} = \frac{P_{\sim t}}{2} \quad (6.5)$$

Để giảm méo phi tuyến của tín hiệu điều biên, thì hệ số điều chế m thường chọn nhỏ hơn 1. Do đó công suất hai biên trên thực tế chỉ bằng 1/3 công suất của tải tần. Nghĩa là phần lớn công suất phát xạ được phân bố cho thành phần phổ không mang tin tức (tải tần), còn các thành phần phổ chứa tin tức chỉ chiếm một phần nhỏ công suất của tín hiệu điều biên, đó là nhược điểm của tín hiệu điều biên so với tín hiệu đơn biên.

6.2.3. Các chỉ tiêu cơ bản của tín hiệu điều biên

1. Hệ số méo phi tuyến

Hệ số méo phi tuyến ký hiệu là k và được định nghĩa như biểu thức sau:

$$k = \frac{\sqrt{I_{(\omega_l \pm 2\omega_s)}^2 + I_{(\omega_l \pm 3\omega_s)}^2 + \dots}}{I_{(\omega_l \pm \omega_s)}} \quad (6.6)$$

Trong đó:

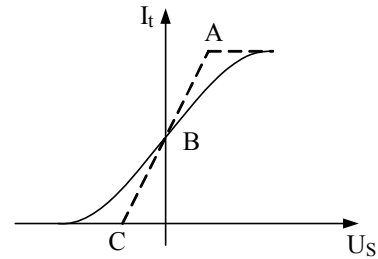
$I_{(\omega_l \pm n\omega_s)}$; $n \geq 2$ là biên độ thành phần dòng điện ứng với hài bậc cao của tín hiệu điều chế.

$I_{(\omega_l \pm \omega_s)}$ là biên độ của thành phần biên tần.

Để đặc trưng cho méo phi tuyến trong mạch điều biên, người ta sử dụng đặc tuyến điều chế tĩnh hình 6.2.

Đặc tuyến điều chế tĩnh cho biết quan hệ giữa biên độ tín hiệu ở đầu ra và giá trị tức thời của tín hiệu điều chế lối vào.

Đặc tuyến điều chế tĩnh lý tưởng là đường thẳng từ C đến A. Đặc tuyến điều chế thực tế là không thẳng, làm cho lượng biến đổi của biên độ dao động cao tần ở đầu ra so với giá trị ban đầu (điểm B) không tỉ lệ tuyến tính với giá trị tức thời của điện áp điều chế. Do đó trên đầu ra, tín hiệu điều biên, ngoài hai biên tần hữu ích còn có các thành phần hài bậc cao không mong muốn khác. Trong đó, đáng lưu ý nhất là các thành phần với tần số $\omega_l \pm 2\omega_s$ rất gần các biên tần không thể lọc được. Để giảm méo phi tuyến, cần hạn chế phạm vi làm việc



Hình 6.2. Đặc tuyến điều chế tĩnh.
A– giá trị cực đại. B– tải tần chưa điều chế

của bộ điều chế trong đoạn tuyến tính của đặc tuyến tĩnh. Muốn vậy phải giảm độ sâu điều chế.

2. Hệ số méo tần số

Để đánh giá méo tần số căn cứ vào đặc tuyến biên độ - tần số của bộ điều chế.

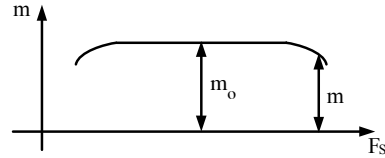
$$m = f(F_s) \Big|_{U_s = \text{const}}$$

Hệ số méo tần số được xác định theo biểu thức:

$$M = \frac{m_o}{m} \text{ hoặc } MdB = 20 \log M \quad (6.7)$$

Trong đó m_o là hệ số điều chế lớn nhất ; m là hệ số điều chế tại tần số đang xét (hình 6.3).

Méo tần số xuất hiện chủ yếu trong các tầng khuếch đại âm tần để khuếch đại tín hiệu điều chế, nhưng cũng xuất hiện trong các tầng điều chế, sau điều chế, khi mạch lọc đầu ra của các tầng này không đảm bảo dải truyền cho phổ tín hiệu ($2F_{s\max}$).



Hình 6.3. Đặc tuyến biên độ - tần số của bộ điều chế

6.2.4. Các mạch điều biên

Các mạch điều biên được xây dựng dựa trên hai nguyên tắc sau đây:

- Dùng phần tử phi tuyến, cộng tải tín và tín hiệu điều chế trên đặc tuyến của phần tử phi tuyến.
- Dùng phần tử tuyến tính có tham số điều khiển được (dùng bộ nhân tương tự): nhân tải tín và tín hiệu điều chế nhờ phần tử truyền tính đó.

Để thực hiện điều biên theo nguyên tắc thứ nhất, có thể dùng mọi phần tử phi tuyến, nhưng nếu dùng transistor thì cùng với điều biên còn có thể có khuếch đại tín hiệu. Về mạch điện người ta phân biệt các loại mạch điều biên: mạch điều biên đơn, mạch điều biên cân bằng, mạch điều biên vòng.

1. Các mạch điều biên đơn

Các mạch điều biên đơn là mạch chỉ dùng một phần tử tích cực để điều chế.

Mạch điều biên đơn dùng phần tử phi tuyến, tùy thuộc vào điểm làm việc được chọn trên đặc tuyến phi tuyến, hàm số đặc trưng cho phần tử phi tuyến có thể biểu diễn gần đúng theo chuỗi Taylor khi chế độ làm việc của mạch là chế độ A, tương ứng góc cắt $\theta = 180^\circ$ hoặc phân tích theo chuỗi Fourier, khi chế độ làm việc của mạch là chế độ AB, B, C tương ứng $\theta < 180^\circ$.

a) Trường hợp 1: $\theta = 180^\circ$ mạch điều biên dùng diode hình 6.4. Ở đây điện áp một chiều E_o phân cực thuận cho diode, thường chọn điểm làm việc ban đầu ở gần điểm uốn của đặc trưng Von-ampe của diode. Nếu các tín hiệu vào thỏa mãn điều kiện (6.8) thì mạch làm việc ở chế độ A:

$$|U_i| + |U_s| < |E_o| \quad (6.8)$$

Hàm số đặc trưng cho phần tử phi tuyến xung quanh điểm làm việc biểu diễn chuỗi Taylor:

$$i_D = a_1 u_D + a_2 u_D^2 + a_3 u_D^3 + \dots \quad (6.9)$$

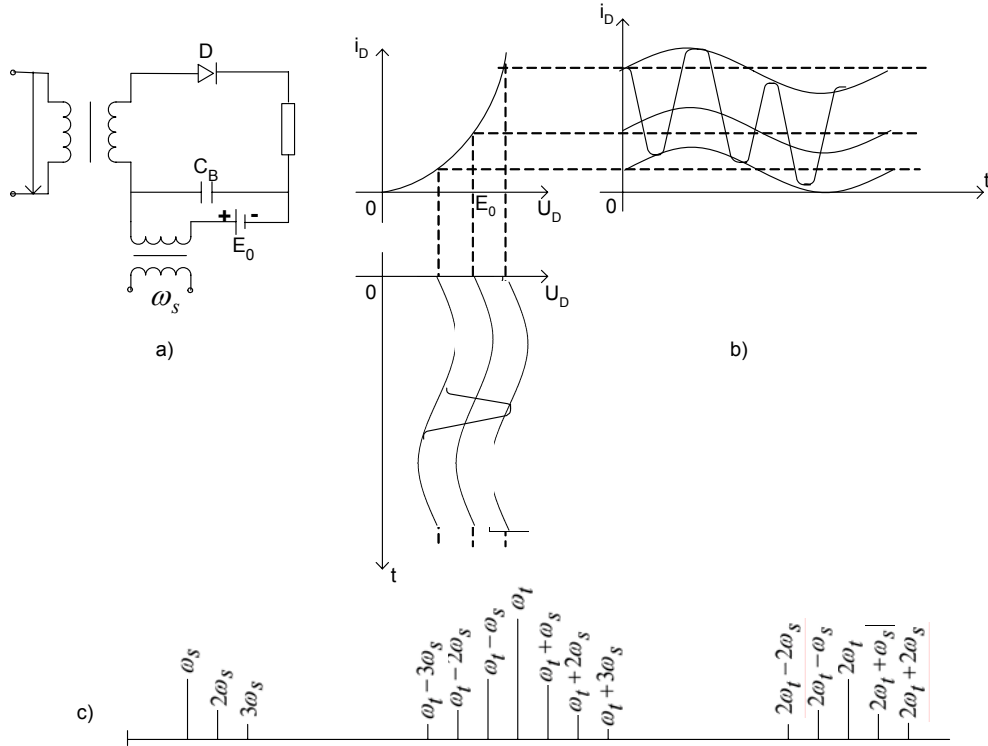
Với $u_D = E_o + U_i \cos \omega_i t + U_s \cos \omega_s t$

Thay u_D vào biểu thức (6.9) ta được:

$$i_D = a_1(E_o + U_t \cos \omega_t t + U_s \cos \omega_s t) + a_2(E_o + U_t \cos \omega_t t + U_s \cos \omega_s t)^2 + \\ + a_3(E_o + U_t \cos \omega_t t + U_s \cos \omega_s t)^3 + \dots \quad (6.10)$$

Khai triển biểu thức 6.10 bỏ qua các số hạng bậc cao $n \geq 4$, có kết quả mà phổ của nó được biểu diễn trên hình 6.4.c. Phổ của tín hiệu điều biên trong trường hợp này gồm thành phần hữu ích ($\omega_t \pm \omega_s$) còn có các thành phần phụ không mong muốn. Các thành phần phụ này bằng không khi:

$$a_3 = a_4 = a_5 = \dots = a_{2n+1} = 0. \quad (n = 1, 2, 3, \dots)$$



Hình 6.4. Điều biên ở chế độ A. Mạch điện dùng diode (a). Đặc tuyến của diode, đồ thị thời gian của tín hiệu vào/ra (b). Phổ của tín hiệu điều biên đơn làm việc ở chế độ A (c).

Nghĩa là nếu đường đặc tính của phân tử phi tuyến là một đường cong bậc hai thì tín hiệu điều biên không bị méo phi tuyến. Phân tử phi tuyến có đặc tính gần với dạng lý tưởng là transistor trường (FET).

Để thỏa mãn mạch làm việc ở chế độ A, thì tải tin và tín hiệu điều chế phải nhỏ, nghĩa là phải hạn chế độ sâu điều chế, dẫn đến hạn chế công suất phát tín hiệu điều biên. Vì lý do đó nên ít khi dùng điều biên ở chế độ A.

b) Trường hợp 2: $\theta < 180^\circ$, tức là mạch làm việc ở chế độ AB, B, C. Nếu biên độ điện áp đặt vào diode đủ lớn, thì có thể coi đặc tuyến của nó là một đường gấp khúc hình 6.5.a. Phương trình biểu diễn đặc tuyến của diode trong trường hợp này như sau:

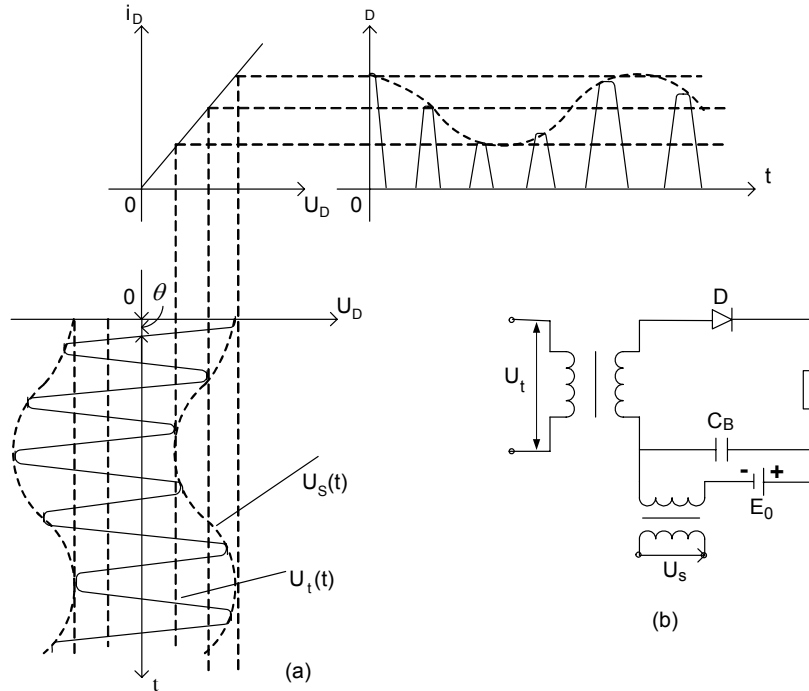
$$I_D = \begin{cases} 0 & \text{khi } u_D \leq 0 \\ S U_D & \text{khi } u_D > 0 \end{cases} \quad (6.11)$$

S: Hồ dẫn truyền đạt

Chọn điểm làm việc ban đầu trong khu cấm của diode, tức là với điện áp phân cực ngược cho diode (ứng với chế độ C). Dòng qua diode khi đó là một xung hình sin hình 6.5, nên có thể biểu diễn dòng i_D theo chuỗi Fourier như sau:

$$i_D = I_o + i_1 + i_2 + i_3 + \dots$$

$$i_D = I_o + I_1 \cos \omega_i t + I_2 \cos 2\omega_i t + \dots + I_n \cos n\omega_i t \quad (6.12)$$



Hình 6.5. Điều biên ở chế độ C (tín hiệu vào lớn).

Đặc tuyến của diode, đồ thị thời gian của tín hiệu vào/ ra (a). Mạch điện điều chế (b).

Trong đó I_o là thành phần dòng một chiều, I_1 là biên độ thành phần dòng điện cơ bản đối với tải tin, $I_2, I_3 \dots$ là biên độ thành phần dòng điện hài bậc cao của tải tin:

$I_o, I_1, I_2 \dots I_n$ được tính theo biểu thức xác định hệ số của chuỗi Fourier.

$$\left. \begin{aligned} I_o &= \frac{1}{\pi} \int_0^\theta i_D \cdot d\omega_i t \\ I_1 &= \frac{2}{\pi} \int_0^\theta i_D \cdot \cos \omega_i t \cdot d\omega_i t \\ \dots \dots \dots \\ I_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^\theta i_D \cdot \cos n\omega_i t \cdot d\omega_i t \end{aligned} \right\} \quad (6.13)$$

Theo biểu thức 6.11:

$$I_D = S \cdot U_D = S(E_o + U_s \cos \omega_s t + U_i \cos \omega_i t) \quad (6.14)$$

Khi $\omega t = \theta$ thì $i_D = 0$, do đó ta có thể viết biểu thức 6.14 như sau:

$$0 = S(E_o + U_s \cos \omega_s t + U_t \cos \theta) \quad (6.15)$$

Lấy biểu thức (6.14) trừ (6.15) ta có:

$$i_D = S.U_t (\cos \omega_t t - \cos \theta) \quad (6.16)$$

Biểu thức (6.16) là một dạng khác của (6.14) nó biểu diễn sự phụ thuộc của i_D vào chế độ công tác (góc cắt θ). Thay biểu thức (6.16) vào (6.13) xác định được các biên độ dòng điện I_o, I_1, \dots, I_n .

Trong đó biên độ của thành phần cơ bản (thành phần có ích):

$$I_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^\theta S.U_t (\cos \omega_t t - \cos \theta) \cos \omega_t t d\omega_t t = \frac{S.U_t}{\pi} \left(\theta - \frac{1}{2} \sin 2\theta \right) \quad (6.17)$$

Do đó giá trị tức thời của thành phần cơ bản:

$$i_1 = \frac{S.U_t}{\pi} \left(\theta - \frac{1}{2} \sin 2\theta \right) \cos \omega_t t \quad (6.18)$$

Từ biểu thức (6.15) ta xác định được:

$$\cos \theta = -\frac{E_o + U_s \cos \omega_s t}{U_t} \quad (6.19)$$

Từ biểu thức (6.18), (6.19) biên độ của thành phần dòng cơ bản tỉ lệ với tín hiệu điều chế U_s .

2. Điều biên dùng phân tử tuyến tính có tham số thay đổi

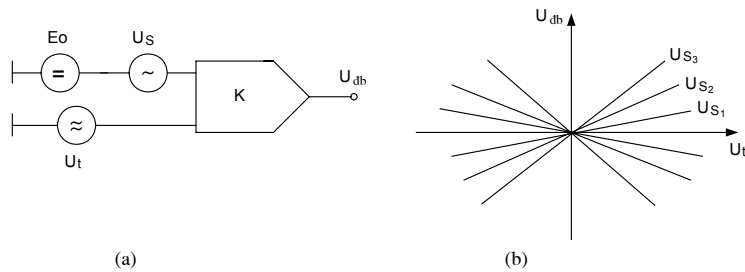
Thực chất của quá trình này là quá trình nhân tín hiệu. Bộ nhân tương tự hình 6.6 được sử dụng để điều biên thuộc loại này.

Trong mạch điện quan hệ giữa điện áp ra u_{db} và điện áp vào u_t là quan hệ tuyến tính. Tuy nhiên khi u_s biến thiên thì điểm làm việc chuyển từ đặc tuyến này sang đặc tuyến khác, làm cho biên độ tín hiệu ra thay đổi để có điều biên.

Căn cứ vào tính chất của mạch nhân ta viết biểu thức điện áp ra:

$$u_{db} = (E_o + U_s \cos \omega_s t).U_t \cos \omega_t t$$

$$\text{hoặc } u_{db} = E_o U_t \cos \omega_t t + \frac{U_t U_s}{2} \cos(\omega_t + \omega_s).t + \frac{U_t U_s}{2} \cos(\omega_t - \omega_s).t \quad (6.20)$$



Hình 6.6. Điều biên dùng bộ nhân tương tự (a) và đặc tuyến truyền đạt (b).

Phổ của tín hiệu điều biên dùng bộ nhân tương tự gồm có tải tin và hai biên tần.

Mạch nhân tương tự còn dùng trong điều chế số ASK, FSK, PSK. Trong đó tín hiệu điều chế là

tín hiệu số, sóng mang là tín hiệu điều hòa, là một phần quan trọng trong MODEM ghép với máy tính hoặc các thiết bị số để truyền tín hiệu số trong mạng điện thoại công cộng.

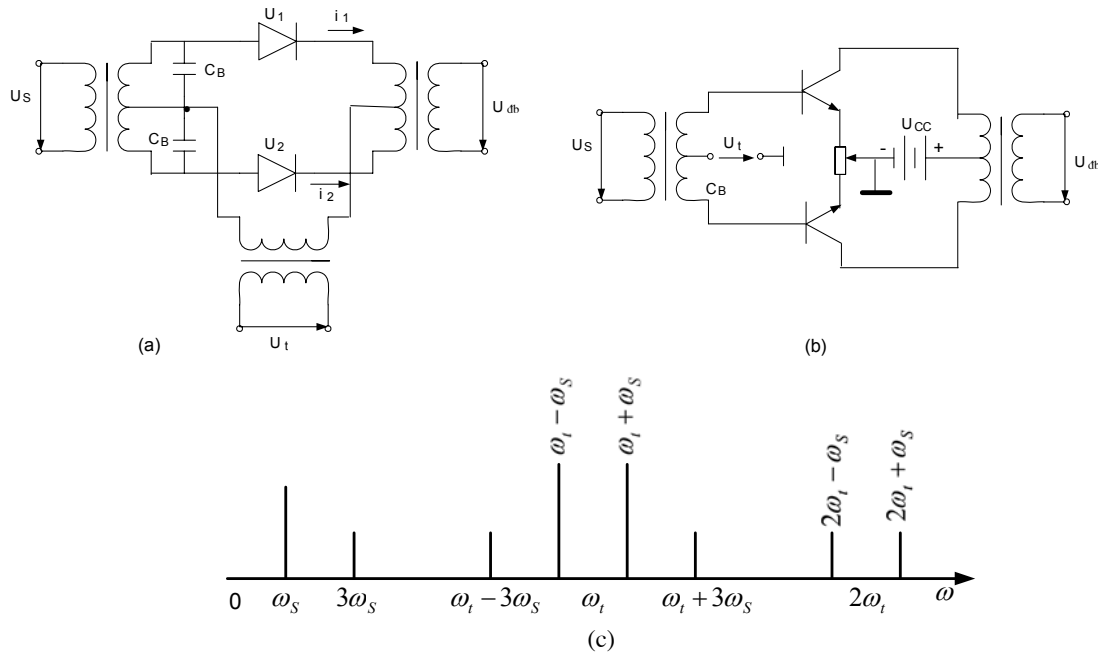
3. Mạch điều biến cân bằng

Như đã xét ở trên, đối với các mạch điều biến đơn dùng phần tử phi tuyến, dòng điện ra tải ngoài thành phần hữu ích (các biên tần) còn có nhiều thành phần không mong muốn khác (tải tần và các hài bậc cao). Đó là đặc điểm cơ bản của mạch điều biến đơn.

Trong trường hợp dùng transistor lưỡng cực, transistor trường, đèn điện tử để điều biến, người ta phân biệt các loại điều biến sau đây: điều biến base, điều biến collector, điều biến cửa, điều biến máng, điều biến anốt, điều biến lưới ... Các loại điều biến có tên gọi tương ứng với cực mà điện áp điều chế đặt vào.

Các mạch điều biến có thể phân loại theo mạch điện, chế độ, ưu nhược điểm v.v.

Để giảm méo phi tuyến, dùng mạch điều biến cân bằng. Trên hình 6.7 trình bày mạch điều biến cân bằng dùng diode và transistor lưỡng cực.



Hình 6.7. Mạch điều biến cân bằng:

Dùng diode (a). Dùng transistor (b). Phổ của tín hiệu điều biến (c).

Trên hình 6.7.a, điện áp đặt lên các diode D_1 và D_2 lần lượt:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= U_s \cos \omega_s t + U_t \cos \omega_t t \\ u_2 &= -U_s \cos \omega_s t + U_t \cos \omega_t t \end{aligned} \right\} \quad (6.21)$$

Dòng điện qua các diode được biểu diễn theo chuỗi Taylor:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= a_o + a_1 u_1 + a_2 u_1^2 + a_3 u_1^3 + \dots \\ i_2 &= -a_o + a_1 u_2 + a_2 u_2^2 + a_3 u_2^3 + \dots \end{aligned} \right\} \quad (6.22)$$

$$\text{Dòng điện ra} \quad i = i_1 - i_2 \quad (6.23)$$

Thay 6.21 và 6.22 vào 6.23 và chỉ lấy bốn vế đầu, ta nhận được biểu thức dòng điện ra:

$$i = A \cos \omega_s t + B \cos 3\omega_s t + C [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] + D [\cos(2\omega_t + \omega_s)t + \cos(2\omega_t - \omega_s)t] \quad (6.24)$$

Trong đó:

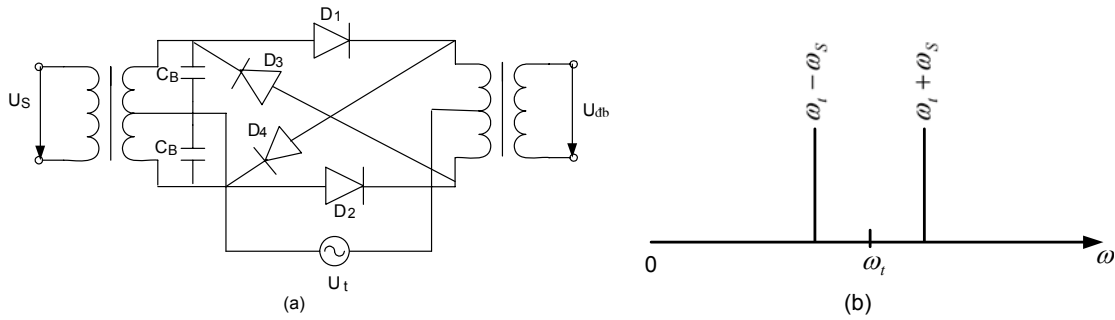
$$\left. \begin{aligned} A &= U_s \left(2a_1 + 3a_3 U_t^2 + \frac{1}{2} a_3 U_s^2 \right) \\ B &= \frac{1}{2} a_3 U_s^3 ; \quad C = 2a_2 U_s U_t \\ D &= \frac{3}{2} a_3 U_s U_t \end{aligned} \right\} \quad (6.25)$$

Tương tự như vậy có thể chứng minh kết quả cho mạch điều biên cân bằng dùng transistor hình 6.7.b.

4. Mạch điều biên vòng

Một dạng khác của mạch điều biên cân bằng là mạch điều biên vòng, thực chất đây là hai mạch điều biên cân bằng có chung một tải. Khi đó tín hiệu điều biên đã loại bỏ được nhiều thành phần phụ không mong muốn.

Sơ đồ mạch điều biên vòng được trình bày trên hình 6.8.



Hình 6.8. Mạch điều biên vòng (a) và phổ tín hiệu ra (b).

Gọi dòng điện ra của mạch điều biên cân bằng gồm D_1, D_2 là i_1 , và dòng điện ra của mạch điều biên cân bằng gồm các diode D_3, D_4 là i_{II} . Theo biểu thức 6.24 ta có :

$$i_1 = A \cos \omega_s t + B \cos 3\omega_s t + C [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] + D [\cos(2\omega_t + \omega_s)t + \cos(2\omega_t - \omega_s)t] ; \quad (6.26)$$

$$i_{II} = i_{D3} - i_{D4} \quad (6.27)$$

Trong đó:

$$\left. \begin{aligned} i_{D3} &= a_o + a_1 u_3 + a_2 u_3^2 + a_3 u_3^3 + \dots \\ i_{D4} &= a_o + a_1 u_4 + a_2 u_4^2 + a_3 u_4^3 + \dots \end{aligned} \right\} \quad (6.28)$$

Với u_3 và u_4 là điện áp đặt lên D_3 và D_4 được xác định như sau:

$$\left. \begin{aligned} u_3 &= -U_t \cos \omega_t t - U_s \cos \omega_s t \\ u_4 &= -U_t \cos \omega_t t + U_s \cos \omega_s t \end{aligned} \right\} \quad (6.29)$$

Thay biểu thức (6.28) và (6.29) vào (6.37) ta được:

$$\begin{aligned} i_{II} &= -A \cos \omega_s t - B \cos 3\omega_s t + C [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] - \\ &\quad - D [\cos(2\omega_t + \omega_s)t + \cos(2\omega_t - \omega_s)t] \end{aligned} \quad (6.30)$$

Các giá trị của A, B, C, D trong hai biểu thức (6.26) và (6.30) được xác định trong biểu thức (6.25).

Từ biểu thức (6.26) và (6.30) ta được :

$$i_{db} = i_I + i_{II} = 2C [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] \quad (6.31)$$

Như vậy là sử dụng mạch điều chế vòng đã khử được các hài bậc lẻ của ω_s , và các biên tần của $2\omega_t$; do đó độ méo phi tuyến rất nhỏ. Mạch điều chế vòng cũng có thể coi như mạch nhân.

6.2.4. Tách sóng biên độ (giải điều chế biên độ)

1. Các tham số cơ bản

a) Hệ số tách sóng.

Tín hiệu vào của bộ tách sóng là tín hiệu cao tần đã điều biên:

$$u_{VTS} = U_{VTS}(t) \cos \omega_t t = U_{(\omega_s t)} \cos \omega_t t$$

Trong đó U_{VTS} biến thiên theo quy luật của tín tức.

Biên độ tín hiệu ra của bộ tách sóng:

$$U_{RTS}(t) = K_{TS} U_{VTS}$$

Ở đây K_{TS} là hệ số tỉ lệ và được gọi là hệ số tách sóng.

$$K_{TS} = \frac{U_{RTS}(t)}{U_{VTS}(t)}$$

Trong đó $U_{RTS}(t)$ và $U_{VTS}(t)$ đều gồm có thành phần một chiều và thành phần tần số thấp (tỉ lệ với tín tức)

$$U_{VTS}(t) = U_o' + u_s'$$

$$U_{RTS}(t) = U_o'' + u_s''$$

Đối với quá trình tách sóng, chỉ cần quan tâm đến các thành phần tần số thấp (mang tín tức), do đó thường xác định hệ số tách sóng như sau:

$$K_{TS} = \frac{u_s''}{u_s'} \quad (6.32)$$

Trong đó u_s'' và u_s' đặc trưng cho thành phần tần số thấp tỉ lệ với tín tức ở lối ra, và lối vào của bộ tách sóng.

Hệ số tách sóng càng lớn thì hiệu quả tách sóng càng cao. Nếu trong quá trình tách sóng $K_{TS} = \text{const}$, nghĩa là hệ số tách sóng chỉ phụ thuộc vào mạch tách sóng, mà không phụ thuộc vào biên độ điện áp vào, thì u_s'' tỉ lệ với u_s' . Do đó điện áp ra của bộ tách sóng biến thiên cùng quy

luật với biên độ điện áp vào. Lúc đó bộ tách sóng không gây méo phi tuyến và được gọi là bộ tách sóng tuyến tính.

b) *Trở kháng vào của bộ tách sóng* là tỉ số giữa biên độ điện áp cao tần và biên độ dòng điện cao tần ở lối vào của bộ tách sóng.

$$Z_{VTS} = \frac{U_{VTS}}{I_{VTS}} = \frac{U_{(\omega_i)}}{I_{(\omega_i)}} \quad (6.33)$$

Trị số của trở kháng vào của bộ tách sóng cho biết ảnh hưởng của bộ tách sóng đến nguồn tín hiệu vào.

Thông thường mạch vào của bộ tách sóng gồm các phần tử điện kháng, do đó giữa điện áp và dòng điện có dịch pha: vì vậy trở kháng vào là một số phức:

$$Z_{VTS} = \frac{I}{Y_{VTS}} = \frac{I}{g_{VTS} + jb_{VTS}} \quad (6.34)$$

g_{VTS} làm giảm hệ số phẩm chất của mạch ra nguồn tín hiệu, còn b_{VTS} làm thay đổi tần số cộng hưởng riêng của nó.

c) *Méo phi tuyến*

Giống như bộ khuếch đại, méo phi tuyến của bộ tách sóng được xác định như sau:

$$\gamma = \sqrt{\frac{I_{2\omega_s}^2 + I_{3\omega_s}^2 + \dots}{I_{\omega_s}^2}} \cdot 100\% \quad (6.35)$$

Trong đó I_{ω_s} , $I_{2\omega_s}$... lần lượt là biên độ thành phần dòng điện bậc nhất, bậc hai ... của tín hiệu điều chế.

Ở đây không cần quan tâm đến các dòng điện cao tần (tải tần và hài bậc cao của nó) vì trong mạch điện của bộ tách sóng dễ dàng lọc bỏ các thành phần này.

2. Mạch điện bộ tách sóng biên độ

Cũng tương tự như trong phân điều chế biên độ. Để tách sóng biên độ có thể dùng hai phương pháp là: dùng các phần tử phi tuyến hoặc là dùng các phần tử tuyến tính có tham số thay đổi được.

Tách sóng biên độ dùng các phần tử phi tuyến được thực hiện nhờ mạch chỉnh lưu.

a) *Tách sóng biên độ bằng mạch chỉnh lưu.*

Có hai sơ đồ tách sóng dùng mạch chỉnh lưu: sơ đồ tách sóng nối tiếp và sơ đồ tách sóng song song. Trong sơ đồ tách sóng nối tiếp hình 6.9.a, diode tách sóng được mắc nối tiếp với tải, còn trong sơ đồ tách sóng song song diode tách sóng mắc song song với tải hình 6.9.b.



Hình 6.9. Sơ đồ tách sóng biên độ bằng mạch chỉnh lưu; Tách sóng nối tiếp (a) ; tách sóng song song (b).

Nếu tín hiệu vào đủ lớn, sao cho diode làm việc trong đoạn tương đối thẳng của đặc tuyến, khi

đó có thể coi đặc tuyến của diode như một đường gấp khúc như trên hình 6.10.a thì ta có quá trình tách sóng tín hiệu lớn. Đặc trưng V-A của diode được biểu diễn theo phương trình 6.36.

$$i_D = \begin{cases} Su_D & \text{Khi } u_D \geq 0 \\ 0 & \text{Khi } u_D < 0 \end{cases} \quad (6.36)$$

Trong các sơ đồ của hình 6.9, diode chỉ thông đối với nửa chu kỳ dương của dao động cao tần ở đầu vào. Hình bao của dao động cao tần nhận được nhờ sự phóng nạp của tụ C (hình 6.10).

Sau đây ta sẽ phân tích và tính toán đối với sơ đồ tách sóng nối tiếp hình 6.9(a).

Theo biểu thức (6.36) ta viết được biểu thức dòng điện qua diode.

$$i_D = S(u_{db} - u_C) \quad (6.37)$$

và $u_{db} = U_t(1 + m \cos \omega_s t) \cos \omega_t t$ (6.38)

hoặc $u_{db} = U_{db} \cos \omega_t t$

Trong đó $U_{db} = U_t(1 + m \cos \omega_s t)$ (6.39)

Thay biểu thức (6.38) vào (6.37) ta có:

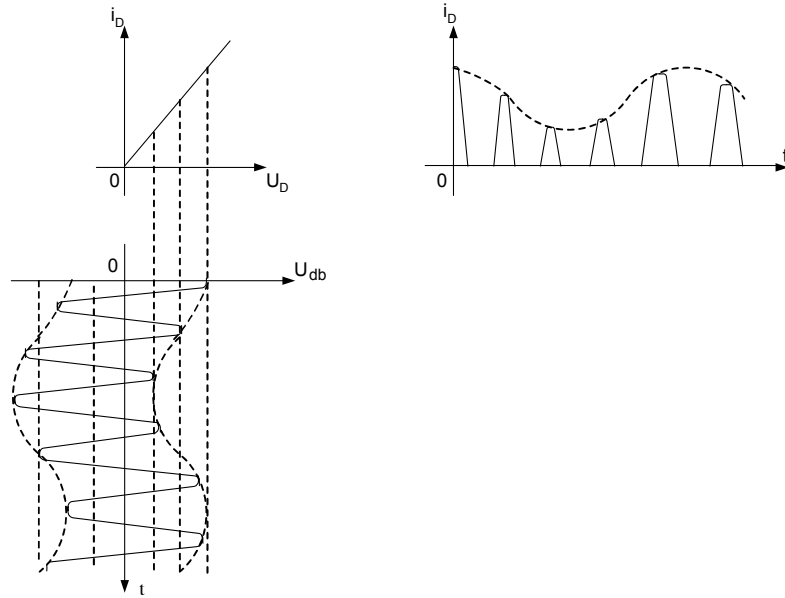
$$i_D = S(U_{db} \cos \omega_t t - u_C) \quad (6.40)$$

Biết rằng khi $\omega_t t = \theta$ thì $i_D = 0$ thay vào (6.40) ta được (6.41)

$$0 = S(U_{db} \cos \theta - u_C) \quad (6.41)$$

Từ biểu thức (6.41) suy ra góc dẫn điện của diode

$$\cos \theta = \frac{u_C}{U_{db}} \quad (6.42)$$



Hình 6.10. Quá trình tách sóng tín hiệu lớn nhờ mạch chỉnh lưu dùng diode.

Từ biểu thức (6.40) và (6.41) ta suy ra:

$$i_D = SU_{db}(\cos \omega_1 t - \cos \theta) \quad (6.43)$$

Mặt khác vì dòng qua diode là một dãy xung (hình 6.10) nên có thể khai triển i_D theo chuỗi Fourier như sau:

$$i_D = I_o + I_o \cos \omega_1 t + I_2 \cos 2\omega_1 t + \dots \quad (6.44)$$

Theo chuỗi Fourier, ta tính được:

$$\left. \begin{aligned} I_o &= \frac{1}{\pi} \int_0^\theta i_D d\omega_1 t \\ I_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^\theta i_D \cos n\omega_1 t d\omega_1 t \end{aligned} \right\} \quad \text{với } n = 1, 2, 3, \dots \quad (6.45)$$

Thay biểu thức (6.43) vào (6.45) rồi lấy tích phân, ta nhận được các kết quả sau:

$$I_o = \frac{SU_{db}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (6.46a)$$

$$I_n = \frac{SU_{db}}{\pi} (\theta - \sin \theta \cos \theta) \quad (6.46b)$$

I_o xác định từ biểu thức (6.46a) có chứa thành phần một chiều thuần túy: $\frac{SU_t}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$

và thành phần biến thiên chậm: $\frac{SU_t}{\pi} m(\sin \theta - \theta \cos \theta) \cos \omega_s t$ chính là thành phần hữu ích (tín tức).

Từ dòng một chiều I_o xác định được điện áp ra trên tải:

$$u_C = RI_o = \frac{RS}{\pi} U_{db} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (6.47)$$

Thay biểu thức (6.47) vào (6.42) ta có:

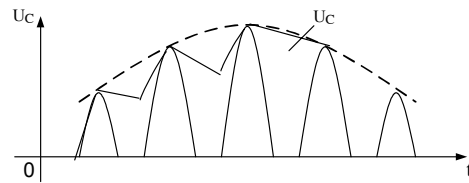
$$\cos \theta = \frac{RS}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$$

$$\text{hay} \quad \tan \theta = \theta = \frac{\pi}{SR} \quad (6.48)$$

Theo (6.48) góc dẫn điện θ chỉ phụ thuộc vào tham số S, R của mạch điện mà không phụ thuộc vào tín hiệu vào, Từ đó kết luận là tách sóng tín hiệu lớn không gây méo phi tuyến (hình 6.11).

$$\text{Nếu giả thiết } \theta = \frac{\pi}{2} \text{ thì } I_o = \frac{SU_{db}}{\pi},$$

$I_1 = \frac{SU_{db}}{\pi} \dots$ Và biểu thức của dòng qua diode của mạch tách sóng viết dưới dạng chuỗi Fourier trong trường hợp 90° .



Hình 6.11. Đồ thị thời gian điện áp ra u_C trên tải bộ tách sóng nối tiếp.

$$i_D = SU_{db} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cos \omega_t t - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{4n^2 - 1} \cos 2n\omega_t t \right)$$

Thay (6.39) vào ta có:

$$i_D = SU_t (1 + m \cos \omega_s t) \left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cos \omega_t t - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{4n^2 - 1} \cos 2n\omega_t t \right] \quad (6.49)$$

Từ biểu thức (6.49) ta nhận thấy rằng: Phổ của dòng điện i_D gồm có các thành phần một chiều, ω_t , ω_s , $\omega_t \pm \omega_s$, $n\omega_t \pm \omega_s$. Thông thường $\omega_t \gg \omega_s$, nên các thành phần ω_t , $\omega_t \pm \omega_s$ và $n\omega_t \pm \omega_s$ được lọc rất dễ dàng nhờ mạch lọc thông thấp, chỉ còn thành phần hữu ích

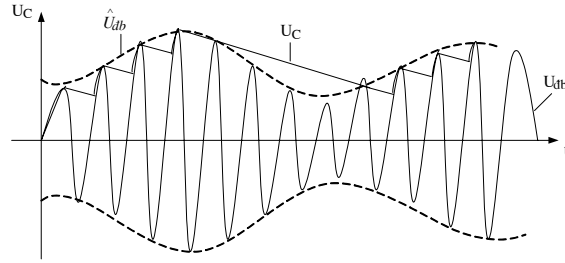
$$i_s = \frac{mSU_{db}}{\pi} \cos \omega_s t.$$

Một lần nữa lại thấy rằng bộ tách sóng tín hiệu lớn không gây méo. Vì vậy trước khi tách sóng người ta thường khuếch đại để tín hiệu đủ lớn, thông thường trước tách sóng dùng tầng khuếch đại cộng hưởng, có hệ số khuếch đại lớn tại tần số cộng hưởng, do đó loại được nhiễu, đảm bảo chế độ tách sóng tuyến tính.

Trong các sơ đồ hình 6.9 phải chọn hằng số thời gian $\tau = RC$ đủ lớn sao cho dạng điện áp ra phải gần với dạng hình bao của điện áp cao tần ở đầu vào. Tuy nhiên không thể chọn điện dung quá lớn, để tránh méo do điện dung tải gây ra. Điều kiện tổng quát để chọn τ :

$$\frac{1}{\omega_t C} \ll R \ll \frac{1}{\omega_s C} \quad (6.50)$$

Trường hợp chọn tụ C quá lớn, làm cho vế thứ hai của bất đẳng thức (6.50) không thỏa mãn thì điện áp ra không biến thiên kịp với biên độ điện áp vào, gây méo tín hiệu hình 6.12. Để tránh hiện tượng này phải chọn trị số tụ C sao cho tốc độ biến thiên của điện áp ra u_c tối thiểu bằng tốc độ biến thiên của biên độ điện áp vào trong trường hợp tụ C phóng.



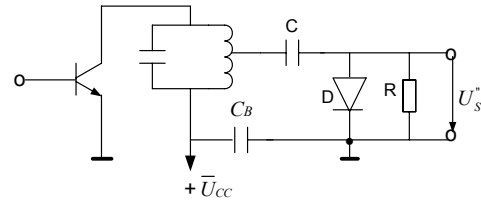
Hình 6.12. Hiện tượng méo tín hiệu tách sóng do điện dung tải quá lớn

Thực tế thường chọn RC theo điều kiện (6.51):

$$\frac{10}{\omega_t C} < R < \frac{1}{\omega_{s_{\max}} C} \quad (6.51)$$

Muốn dễ dàng thỏa mãn (6.51) phải đảm bảo $\omega_t \geq 100\omega_{s_{\max}}$

Trong hai sơ đồ trên hình 6.9, sơ đồ tách sóng nối tiếp có điện trở vào $R_v = R/2$ lớn hơn điện trở vào của sơ đồ tách sóng song



Hình 6.13. Sơ đồ tách sóng song song ghép với tải tăng trước. (Ngăn điện áp một chiều ra tải tách sóng)

sóng $R_V = R/3$. Ngoài ra trên tải của sơ đồ tách sóng song song còn có điện áp cao tần, do đó phải dùng bộ lọc để lọc bỏ nó.

Vì những lý do đó, nên sơ đồ tách sóng song song chỉ dùng trong trường hợp cần ngăn thành phần một chiều từ tầng trước đưa đến hình 6.13.

b) Tách sóng biên độ dùng phần tử tuyến tính tham số.

Để dễ hiểu, xét bộ tách sóng điều biên dùng mạch nhân tương tự hình 6.14.

Tín hiệu điều biên đưa vào một đầu vào của bộ nhân tương tự.

$$U_{db} = U_t (1 + m \cos \omega_s t) \cos \omega_t t \quad (6.52)$$

Trên đầu vào thứ hai đưa vào tải tin.

$$u_t = U_t \cos(\cos \omega_t t + \varphi) \quad (6.53)$$

Trên đầu ra của bộ nhân sẽ có tín hiệu:

$$u_r = u_{db} \cdot u_t \cdot K$$

K là hệ số nhân của mạch nhân tương tự:

$$u_r = \frac{KU_t^2}{2} (1 + m \cos \omega_s t) \cos \varphi + KU_t^2 \left(\frac{1 + m \cos \omega_s t}{2} \right) \cos(2\omega_t t + \varphi) \quad (6.54)$$

Dùng mạch lọc thông thấp ta tách ra thành phần hữu ích:

$$u_s = \frac{KU_t^2}{2} (1 + m \cos \omega_s t) \cos \varphi \quad (6.55)$$

Từ biểu thức (6.54) và (6.55) có thể rút ra những nhận xét sau đây:

- Trong phổ điện áp ra không có thành phần tải tần. Thực tế do mạch nhân không hoàn toàn đối xứng, nên phổ điện áp ra có chứa tải tần với biên độ nhỏ.

- Muốn tách sóng bằng mạch nhân phải có tín hiệu tần số bằng tần số của tải tin của tín hiệu điều biên đưa vào đầu vào thứ hai của bộ nhân.

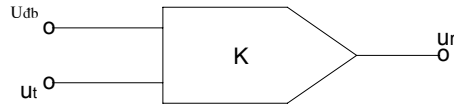
- Biên độ điện áp đầu ra bộ tách sóng phụ thuộc vào góc pha φ , với φ là góc lệch pha giữa tín hiệu cần tách sóng và tải tin phụ (đưa vào đầu thứ hai của bộ nhân). Khi pha $\varphi = 0, \pi$ biên độ điện áp đầu ra bộ tách sóng đạt cực đại, khi $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$ biên độ ra bằng không. Như vậy bộ tách sóng vừa

vừa có tính chất chọn lọc về biên độ, vừa có tính chất chọn lọc về pha. Nói cách khác đó là bộ tách sóng biên độ – pha. Do đó để tách sóng có hiệu quả cần phải đồng bộ tín hiệu vào và tải tin phụ cả về tần số lẫn về pha. Vì vậy bộ tách sóng này cần có tên gọi là bộ tách sóng đồng bộ.

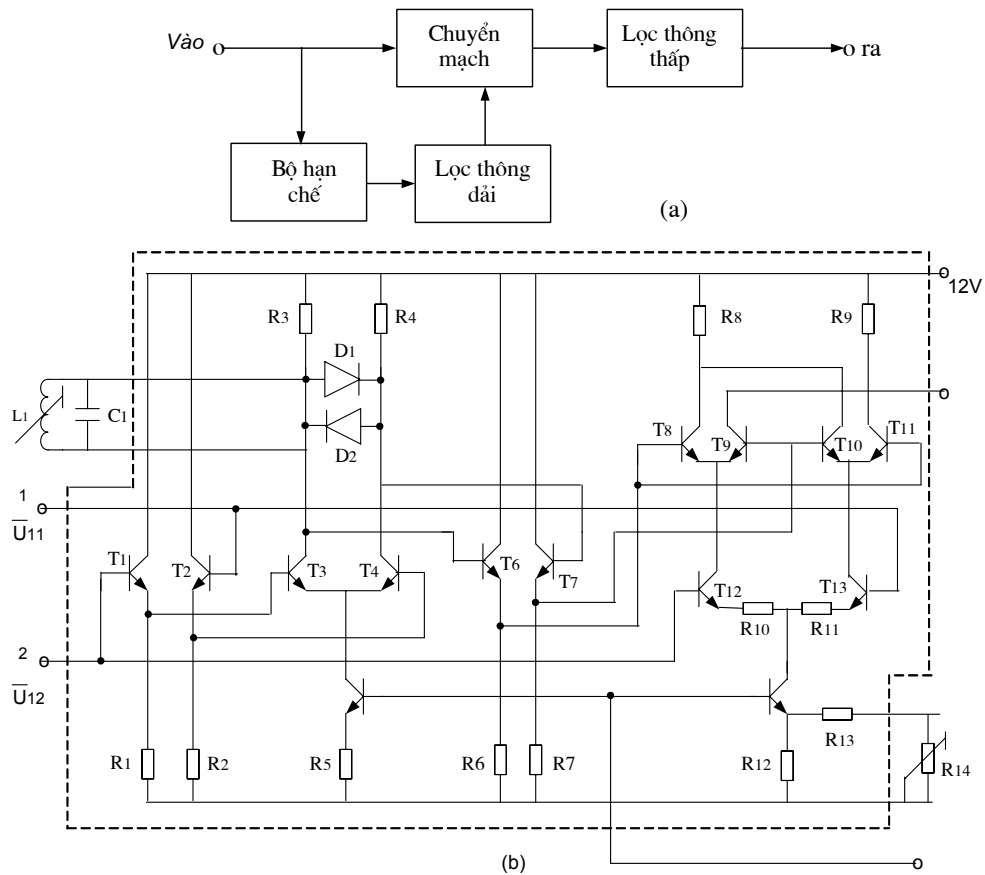
So với bộ tách sóng dùng diode, thì bộ tách sóng đồng bộ chứa ít thành phần tổ hợp ở đầu ra.

Trên hình 6.15 là một ví dụ về bộ tách sóng đồng bộ được chế tạo dưới dạng vi mạch.

Nó được dùng để tách sóng tín hiệu hình trong máy thu hình. Khi tách sóng tín hiệu hình cần đặc biệt lưu ý đến méo phi tuyến, vì tải tần màu 4,43MHz và tải tần đường tiếng 5,5MHz trộn với nhau tạo ra tần số 1,07MHz và các hài n. 1,07MHz sẽ gây nhiễu cho đường hình. Mạch tách sóng này có thể loại bỏ các nhiễu đó.



Hình 6.14. Tách sóng đồng bộ dùng mạch nhân tương tự



Hình 6.15. Bộ tách sóng đồng bộ dạng vi mạch. Sơ đồ khối (a) ; Sơ đồ nguyên lý (b).

Đầu vào bộ tách sóng là tín hiệu trung tần hình đã được điều biên, (từ tín hiệu cao tần qua bộ trộn làm tần số sóng mang giảm xuống miền trung tần). Phổ của nó được biểu diễn bởi biểu thức tổng quát sau:

$$u_{tg}(t) = U_{tg} \left[\frac{1}{2} \cos \omega_{tg} t + \frac{m}{2} \cos(\omega_{tg} + \omega_s) t \right] \quad (6.56)$$

(gồm tải tin và biên tần trên)

Trong đó: ω_{tg} tần số tải tin (tần số trung gian); ω_s là tần số điều chế; m là hệ số điều chế.

Tín hiệu vào trung gian được đồng thời đưa đến bộ hạn biên và bộ chuyển mạch. Qua bộ hạn biên và mạch lọc thông dải sẽ tách ra được tải tần chưa điều chế.

$$u_{igo} = KU_{tg} \cos \omega_{tg} t \quad (6.57)$$

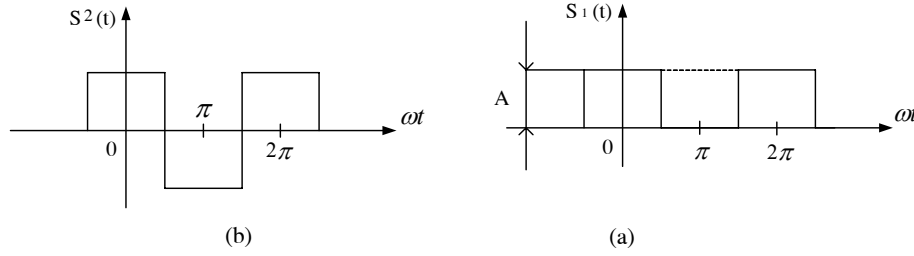
K là hệ số tỉ lệ, phụ thuộc vào tính chất của bộ hạn biên và bộ lọc.

u_{igo} điều khiển chuyển mạch, sao cho điện áp vào u_{ig} hoặc được truyền hoàn toàn đến đầu ra chuyển mạch hoặc được ngắt theo đúng nhịp của tải tần.

Như vậy đầu ra của bộ chuyển mạch có điện áp:

$$u(t) = u_{ig}(t).S(t)$$

$S(t)$ là hàm số đặc trưng cho bộ chuyển mạch thường là dãy xung chữ nhật hình 6.16.



Hình 6.16. Hai dạng khác nhau của hàm chuyển mạch.

Biểu diễn toán học của hàm $S(t)$ trên hình 6.16:

$$S_1(t) = \frac{A}{2} + \frac{2A}{\pi} \left(\cos \omega_{ig} t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_{ig} t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_{ig} t + \dots \right) \quad (6.58a)$$

$$S_2(t) = \frac{4A}{\pi} \left(\cos \omega_{ig} t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_{ig} t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_{ig} t + \dots \right) \quad (6.58b)$$

Điện áp ra sau tầng chuyển mạch:

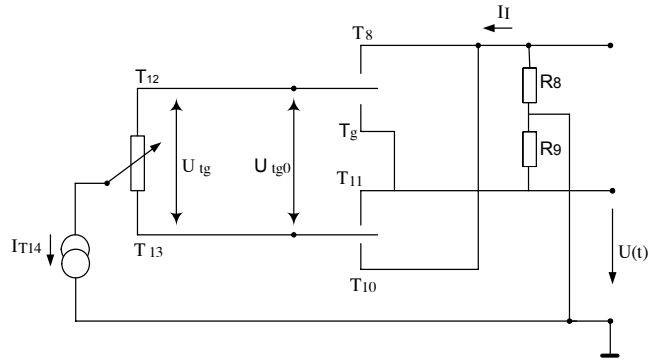
$$u_1(t) = u_{ig} = \frac{1}{4} AU_{ig} [\cos \omega_{ig} t + m \cos(2\omega_{ig} + \omega_s)t] + \frac{1}{2\pi} AU_{ig} \left[1 + m \cos \omega_s t + \frac{3}{2} \cos 2\omega_{ig} t + m \cos(2\omega_{ig} + \omega_s)t - \frac{1}{3} m \cos(2\omega_{ig} - \omega_s)t \right] \quad (6.59a)$$

$$u_2(t) = u_{ig} S_2 = \frac{1}{\pi} AU_{ig} \left[1 + m \cos \omega_s t + \frac{3}{2} \cos 2\omega_{ig} t + m \cos(2\omega_{ig} + \omega_s)t - \frac{1}{3} m \cos(2\omega_{ig} - \omega_s)t \right] \quad (6.59b)$$

Khi dùng hàm $S_1(t)$, điện áp ra ngoài thành phần mong muốn ω_s còn có các thành phần một chiều, tải tần ω_{ig} , biên tần trên $\omega_{ig} + \omega_s$; hài bậc hai của tải tần $2\omega_{ig}$ cùng các biên tần $2\omega_{ig} \pm \omega_s$. Nếu dùng hàm $S_2(t)$, điện áp ra không chứa tải tần ω_{ig} và biên tần trên $\omega_{ig} + \omega_s$, các thành phần còn lại có biên độ lớn gấp đôi so với trường hợp dùng $S_1(t)$. Trong cả hai trường hợp, dùng bộ lọc thông thấp ở đầu ra dễ dàng bỏ được các thành phần không mong muốn.

Hình 6.15 (b) cho một ví dụ về vi mạch (A.240, TDA440) làm việc theo nguyên tắc nêu trên, điện áp vào u_{ig} đưa đến bộ khuếch đại lặp lại emitter T_1 và T_2 , lối ra của tầng T_1 , T_2 đưa tới lối vào tầng khuếch đại vi sai gồm T_3 , T_4 . Ở đây T_5 đóng vai trò tạo một nguồn dòng. Điện áp ra trên R_3 , R_4 của tầng khuếch đại vi sai được hạn chế biên độ nhờ diode D_1 , D_2 . Diode D_1 và D_2 mắc song song với khung cộng hưởng L_1 , C_1 nhằm lọc bỏ các hài bậc cao, lấy ra tải tần chưa điều chế U_{ig0} đưa vào tầng lặp lại emitter T_6 , T_7 rồi đến chuyển mạch gồm $T_8 \div T_{14}$. Tầng khuếch đại vi sai T_{12} , T_{13} làm nhiệm vụ khuếch đại U_{ig} . Nhờ các điện trở R_{10} , R_{11} mắc trong mạch emitter để mở rộng phạm vi làm việc tuyến tính của mạch.

Hai tầng khuếch đại vi sai T_8, T_9 và T_{10}, T_{11} được điều khiển bởi tải tin chưa điều chế U_{ig0} đưa từ bộ hạn chế đến. Vì biên độ U_{ig0} khá lớn nên các bộ khuếch đại vi sai này làm việc ở chế độ khoá, T_{14} là nguồn dòng. Nguyên lý hoạt động của tầng chuyển mạch được minh hoạ bởi sơ đồ tương đương hình 6.17.



Hình 6.17. Sơ đồ tương đương tầng chuyển mạch của bộ tách sóng biên độ hình 6.15

Do mắc chéo collector của T_9 và T_{10} nên tầng chuyển mạch có hàm truyền đạt $S_2(t)$ của một dãy xung chữ nhật có cực tính thay đổi như biểu diễn trên hình 6.16(b).

Điện áp ra $u(t)$ lấy trên R_9 không đối xứng. Sụt áp trên R_8 không được dùng đến do đó thực tế không cần mắc R_8 trong mạch.

Khi thay đổi chiết áp R_{14} thì dòng điện của nguồn dòng T_{14} thay đổi, nhờ đó có thể thay đổi mức trắng của tín hiệu video.

3. Hiện tượng phách và hiện tượng chèn ép trong bộ tách sóng biên độ

Trường hợp trên đầu vào bộ tách sóng biên độ có hai dao động cao tần (tín hiệu và nhiễu), thì trong bộ tách sóng xảy ra hiện tượng phách và hiện tượng chèn ép.

a) Hiện tượng phách

Giả thiết các điện áp đặt vào bộ tách sóng biên độ:

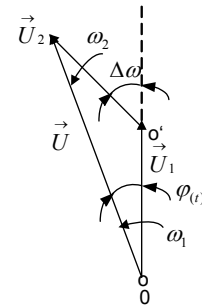
$$u_1 = U_1 \cos \omega_1 t$$

$$u_2 = U_2 \cos \omega_2 t$$

Do đó điện áp tổng cộng

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) = U(t) \cos[\omega_1 t + \varphi(t)]$$

Vì u_1 và u_2 có tần số không cố định, nên biên độ của véc tơ tổng không cố định. Tại một thời điểm bất kỳ, ta có véc tơ tổng \vec{u} như trên hình 6.18.



Hình 6.18. Đồ thị véc tơ của điện áp vào bộ tách sóng biên độ.

Nếu coi \vec{u}_1 đứng yên thì \vec{u}_2 quay quanh O' với vận tốc góc là ω_2 , do đó $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$.

Áp dụng hệ thức tam giác thường, ta tìm được:

$$U(t) = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \cos \Delta\omega t}$$

$$\varphi(t) = \arctg \frac{U_2 \sin \Delta\omega t}{U_1 + U_2 \cos \Delta\omega t}$$

Vì bộ tách sóng biên độ không có sự phụ thuộc vào pha của điện áp vào nên để xét kết quả điện áp ra của bộ tách sóng không cần quan tâm đến $\varphi(t)$. Nếu giả thiết bộ tách sóng không có

quán tính đối với tần số hiệu $\Delta\omega$, nghĩa là $\frac{1}{\Delta\omega C} \gg R$ thì điện áp trên tải của bộ tách sóng theo định nghĩa:

$$\begin{aligned} U_{RTS} &= K_{TS} U_{VTS} = K_{TS} U(t) \\ &= K_{TS} U_1 \sqrt{1 + \frac{U_2^2}{U_1^2} + 2 \frac{U_2}{U_1} \cos(\Delta\omega t)} \end{aligned} \quad (6.60)$$

Như vậy điện áp ra biến thiên theo tần số hiệu $\Delta\omega$. Đó là hiện tượng phách.

Hiện tượng phách được ứng dụng trong điện báo đẳng biên. Tín hiệu điện báo đẳng biên sau khi tách sóng là điện áp một chiều, do đó nó không có tác dụng đối với tai nghe. Vì vậy để tách sóng tín hiệu điện báo đẳng biên có tần số ω_1 cần đưa thêm tín hiệu ngoại sai có tần số ω_2 vào bộ tách sóng, sao cho $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ nằm trong phạm vi âm tần để tai có thể nhận biết được.

b) *Hiện tượng chèn ép*

Trường hợp hai dao động tác động lên bộ tách sóng có biên độ chênh lệch nhau nhiều thì hiện tượng phách trở thành hiện tượng chèn ép.

Trong biểu thức (6.60) đặt:

$$x = \frac{U_2^2}{U_1^2} + \frac{2U_2}{U_1} \cos \Delta\omega t$$

Nếu giả thiết $U_2 \ll U_1$ thì $x \ll 1$.

Áp dụng biểu thức gần đúng, ta viết biểu thức (6.60) như sau:

$$\begin{aligned} U(t) &= K_{TS} U_1 \sqrt{1 + x} \approx K_{TS} U_1 \left(1 + \frac{U_2^2}{U_1^2} + \frac{U_2}{U_1} \cos \Delta\omega t \right) \\ &= K_{TS} \left(U_1 + \frac{U_2^2}{2U_1} + U_2 \cos \Delta\omega t + \dots \right) \end{aligned} \quad (6.61)$$

Từ (6.61) suy ra tín hiệu ra đối với từng tín hiệu vào u_1 và u_2 .

$$U_{RTS} = K_{TS} U_1 \text{ do đó } K_{TS1} = K_{TS}$$

$$U_{RTS} = K_{TS} \frac{U_2^2}{2U_1} = K_{TS2} U_2$$

$$\text{Do đó } K_{TS2} = K_{TS} \frac{U_2}{2U_1}$$

Vì $U_1 \gg U_2$ nên $K_{TS1} \gg K_{TS2}$, nghĩa là khi trên đầu vào bộ tách sóng biên độ có hai dao động cao tần biên độ khác nhau nhiều thì trong quá trình tách sóng có hiện tượng tín hiệu lớn chèn ép tín hiệu bé. Hiện tượng này biểu hiện tính chọn lọc theo biên độ của bộ tách sóng. Vậy khi nhiễu có biên độ nhỏ hơn nhiều so với biên độ của tín hiệu hữu ích thì rõ ràng tác dụng chọn lọc rất có lợi. Tuy nhiên khi tín hiệu nhỏ hơn nhiều phải chú ý nâng cao mức tín hiệu để tránh hiện tượng tín hiệu bị nhiễu chèn ép.

6.3. Điều chế và giải điều chế đơn biên

6.3.1. Khái niệm về điều chế đơn biên

Như đã biết, phổ của dao động điều biên gồm tải tần và hai biên tần, trong đó chỉ có các biên tần là mang tin tức. Vì cả hai dải biên tần mang tin tức như nhau (về biên độ và tần số) nên chỉ cần truyền đi một biên tần là đủ thông tin về tin tức. Tải tần chỉ cần dùng để tách sóng, do đó có thể nén toàn bộ hay một phần tải tần trước khi truyền đi. Quá trình điều chế nhằm tạo ra một dải biên tần gọi là điều chế đơn biên.

Điều chế đơn biên (với một phần dư của tải tần) mang một ý nghĩa thực tế lớn. Điều chế đơn biên với mạch phức tạp, tốn kém nhưng lại có nhiều ưu điểm quan trọng hơn hẳn điều biên thông thường:

- Độ rộng dải tần giảm một nửa.
- Công suất phát xạ yêu cầu thấp hơn với cùng một cự ly thông tin, vì đã tập trung công suất của tải tần và một biên tần cho biên tần còn lại.
- Tạp âm tại bộ tách sóng giảm do dải tần của tín hiệu hẹp hơn.

Do những ưu điểm trên, nên điều chế đơn biên ngày càng được dùng nhiều trong thông tin nói chung (ở dải sóng ngắn và sóng trung) và thông tin quân sự nói riêng.

Từ biểu thức (6.3) có thể rút ra biểu thức của tín hiệu điều chế đơn biên như sau:

$$u_{db}(t) = U_t \frac{m}{2} \cos(\omega_t + \omega_s)t \quad (6.62)$$

Trong biểu thức (6.62), m không mang ý nghĩa độ sâu điều chế nữa và được gọi là hệ số nén tải tần.

$$m = \frac{U_s}{U_t}$$

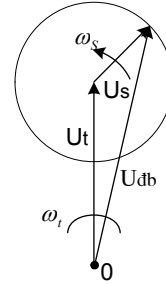
m có thể nhận giá trị từ 0 đến ∞ .

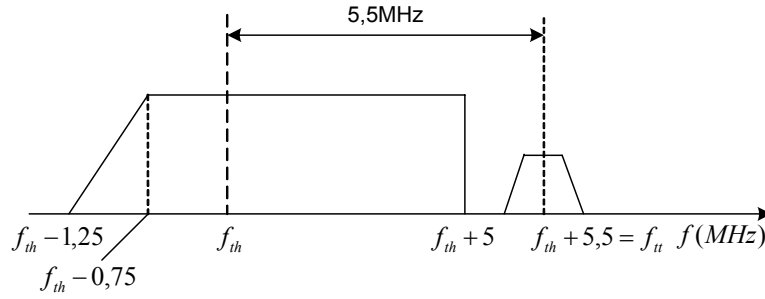
Đồ thị véc tơ của tín hiệu đơn biên được biểu diễn trên hình (6.19).

Hình 6.19. Đồ thị véc tơ của dao động điều chế đơn biên (có một phần dư của tải tần)

Ta thấy véc tơ đặc trưng cho dao động điều chế đơn biên thay đổi cả về biên độ lẫn góc pha, nghĩa là điều chế đơn biên bao giờ cũng kèm theo điều chế pha. Tải tần bị nén một phần hay bị nén hoàn toàn, do đó véc tơ tải tần \vec{U}_t có thể nhỏ hơn véc tơ biên tần \vec{U}_s . Trong kỹ thuật truyền hình, tín hiệu điều chế video một phần là tín hiệu điều biên (khi $f_s \leq 0,75MHz$), phần còn lại ($0,75MHz \leq f_s \leq 5MHz$) là tín hiệu điều chế đơn biên hình 6.20.

Bằng cách đó có thể giảm được dải tần của tín hiệu điều chế video. Nếu cắt bỏ hoàn toàn một biên tần thì vấn đề lọc dải sẽ khó khăn, hơn nữa sẽ xuất hiện sai pha.





Hình 6.20. Đặc tính biên độ của tín hiệu hình (f_{th} : tải tần hình; f_u : tải tần tiếng).

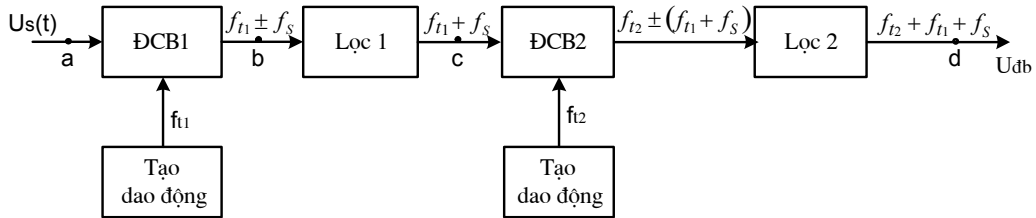
6.3.2. Các phương pháp điều chế đơn biên

Người ta phân biệt ba phương pháp điều chế đơn biên: phương pháp lọc, phương pháp quay pha, phương pháp lọc và quay pha kết hợp.

1. Điều chế đơn biên theo phương pháp lọc

Từ sự phân tích phổ của tín hiệu điều biên, rõ ràng muốn có tín hiệu điều biên, ta chỉ cần lọc bớt một dải biên tần. Nhưng thực tế không làm được như vậy. Với tải tần cao tần vấn đề lọc để tách ra một dải biên tần gặp khó khăn. Thật vậy, giả thiết tần số thấp nhất của tín tức $f_{s\min} = 200Hz$, lúc đó khoảng cách giữa hai biên tần $\Delta f = 2f_{\min} = 400Hz$ (hình 6.1b). Nếu tải tần có tần số $f_t = 10MHz$ thì hệ số lọc của bộ lọc $X = \frac{\Delta f}{f_t} = 4.10^{-5}$ khá nhỏ. Sự phân bố của hai biên tần gần

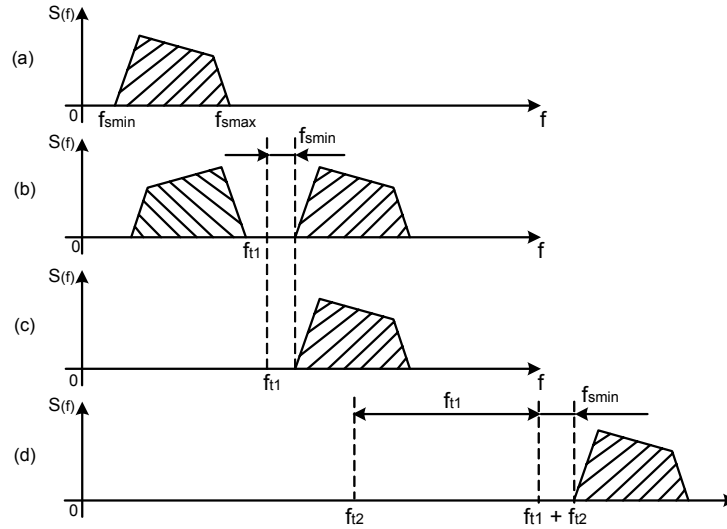
nhau đến mức, ngay cả dùng một mạch lọc thạch anh cũng rất khó lọc được biên tần mong muốn. Do đó trong phương pháp lọc, người ta dùng một bộ biến đổi tần số trung gian để có thể hạ thấp yêu cầu đối với bộ lọc. Sơ đồ khối của mạch điều chế đơn biên theo phương pháp lọc được biểu diễn trên hình 6.21 và phổ của tín hiệu trên đầu ra của từng khối biểu diễn trên hình 6.22.



Hình 6.21. Sơ đồ khối của mạch điều chế đơn biên bằng phương pháp lọc.

Trong sơ đồ khối trên, tín tức được dùng điều chế một tải tần trung gian, có tần số f_{t1} khá thấp so với tải tần yêu cầu, sao cho hệ số lọc tăng lên, để có thể lọc bỏ một biên tần dễ dàng. Trên đầu ra của bộ lọc thứ nhất sẽ nhận được một tín hiệu có dải phổ bằng dải phổ của tín hiệu vào $\Delta f_s = f_{s\max} - f_{s\min}$ nhưng lệch đi một lượng bằng f_{t1} trên thang tần số (hình 6.22c). Tín hiệu này được đưa đến bộ điều chế cân bằng thứ 2, mà trên đầu ra của nó là tín hiệu có phổ giữa hai biên tần cách nhau một khoảng $\Delta f' = 2(f_{t1} + f_{s\min})$ sao cho việc lọc lấy một dải biên tần nhờ bộ lọc thứ 2

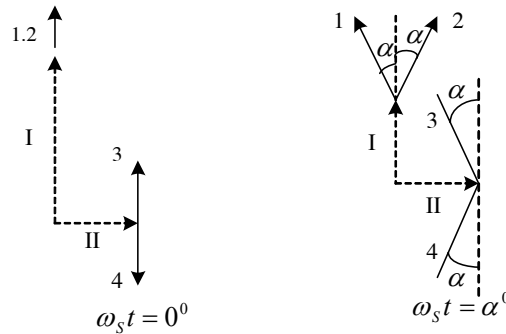
thực hiện được một cách dễ dàng. Bộ điều chế cân bằng thường dùng mạch điều biến cân bằng hoặc mạch điều biến vòng. Trong sơ đồ khối trên đây, tải tần yêu cầu bằng tổng của hai tải tần phụ $f_t = f_{t1} + f_{t2}$.



Hình 6.22. Phổ tín hiệu ra của các khối trên hình 6.21. Phổ tín hiệu vào (a); Phổ tín hiệu ra bộ điều biến cân bằng 1 (b); Phổ tín hiệu trên đầu ra bộ lọc 1 (c); Phổ tín hiệu ra của bộ lọc 2 (d).

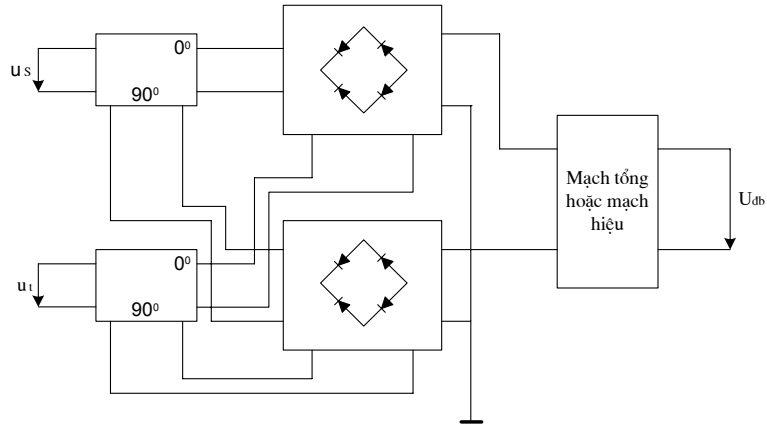
2. Điều chế đơn biên theo phương pháp quay pha

Nguyên tắc tạo tín hiệu đơn biên bằng phương pháp quay pha được minh họa trên đồ thị véc tơ hình 6.23 và sơ đồ khối hình 6.24.



Hình 6.23. Đồ thị véc tơ của dao động điều chế đơn biên bằng phương pháp quay pha.

Tín hiệu điều chế và tải tín thông qua mạch quay pha, được đưa đến hai bộ điều chế cân bằng (mạch điều biến vòng) lệch pha nhau 90° , do đó các biên tần trên của hai bộ điều chế cân bằng lệch pha nhau 180° , còn các biên tần dưới đồng pha. Nếu lấy hiệu của hai điện áp ra của hai bộ điều biến cân bằng ta được biên tần trên, ngược lại nếu lấy tổng các điện áp ra ta sẽ nhận được biên tần dưới. Có thể chứng minh điều đó bằng biểu thức toán học sau đây: giả thiết tín hiệu vào của hai bộ điều biến cân bằng lệch pha nhau 90° , nếu biểu thức của tín hiệu ra của các bộ điều biến cân bằng:



Hình 6.24. Sơ đồ khối mạch điều chế đơn biên bằng phương pháp quay pha.

$$\begin{aligned}
 u_{CB1} &= U_{CB} \cos \omega_s t \cdot \cos \omega_t t \\
 &= \frac{1}{2} U_{CB} [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] \\
 u_{CB2} &= U_{CB} \sin \omega_s t \cdot \sin \omega_t t \\
 &= \frac{1}{2} U_{CB} [-\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t]
 \end{aligned}$$

$$\text{do đó} \quad u_{db} = u_{CB1} - u_{CB2} = U_{CB} \cos(\omega_t + \omega_s)t \quad (6.63)$$

Phương pháp này có thể mở rộng cho trường hợp hệ thống điều chế có số lượng bộ điều chế $n \geq 3$, lúc đó sẽ có n mạch quay pha, với góc quay pha $\frac{\pi}{n}$.

Trong phương pháp này yêu cầu hai bộ điều chế cân bằng phải hoàn toàn giống nhau, các điện áp ra phải có biên độ như nhau và góc pha phải chính xác. Đây là một khó khăn lớn vì thực hiện quay pha chính xác với một tín hiệu có dải tần rộng ($\omega_{s \min} \div \omega_{s \max}$) không phải đơn giản.

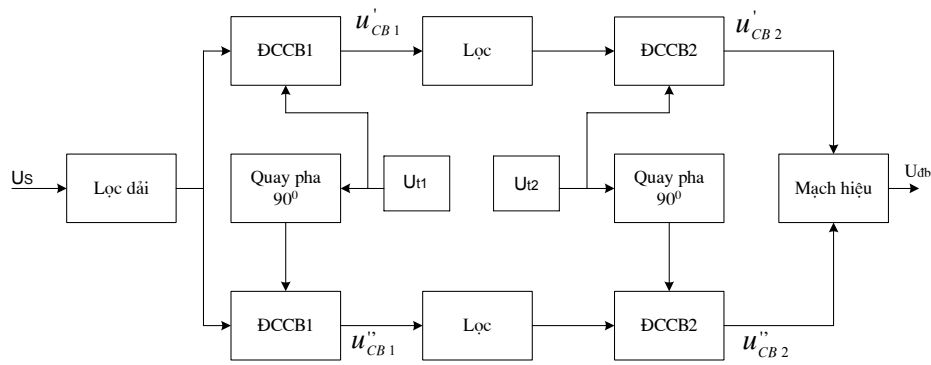
3. Điều chế đơn biên bằng phương pháp lọc và quay pha kết hợp

Hình 6.25 là sơ đồ khối của mạch điều chế đơn biên theo phương pháp lọc – quay pha kết hợp.

Tín hiệu ra của hai bộ điều chế cân bằng:

$$\begin{aligned}
 u'_{CB1} &= U_{CB} \cos \omega_s t \cdot \cos \omega_t t = \frac{U_{CB}}{2} [\cos(\omega_{t1} + \omega_s)t + \sin(\omega_{t1} - \omega_s)t] \\
 u''_{CB1} &= U_{CB} \cos \omega_s t \cdot \sin \omega_t t = \frac{U_{CB}}{2} [\sin(\omega_{t1} + \omega_s)t + \sin(\omega_{t1} - \omega_s)t]
 \end{aligned}$$

Sau bộ lọc 1, còn lại biên tần trên của hai bộ điều chế cân bằng lệch pha nhau 90° . Có thể coi đây là tín hiệu điều chế đã quay pha. Tín hiệu này cùng với tải tin \hat{u}_{t2} được đưa đến bộ điều chế cân bằng 2 lệch pha nhau 90° .



Hình 6.25. Sơ đồ khối mạch điều chế đơn biên theo phương pháp lọc - quang pha kết hợp.

Điện áp ra sau bộ điều chế cân bằng 2:

$$\begin{aligned}
 u'_{CB2} &= \frac{U_{CB}U_{t2}}{2} \cos(\omega_{t1} + \omega_s)t \cdot \cos \omega_{t2}t \\
 &= \frac{U_{CB}U_{t2}}{4} [\cos(\omega_{t2} + \omega_{t1} + \omega_s)t + \cos(\omega_{t2} - \omega_{t1} - \omega_s)t] \\
 u''_{CB2} &= \frac{U_{CB}U_{t2}}{2} \sin(\omega_{t1} + \omega_s)t \cdot \sin \omega_{t2}t \\
 &= \frac{U_{CB}U_{t2}}{4} [-\cos(\omega_{t2} + \omega_{t1} + \omega_s)t + \cos(\omega_{t2} - \omega_{t1} - \omega_s)t]
 \end{aligned}$$

Qua mạch hiệu ta có:

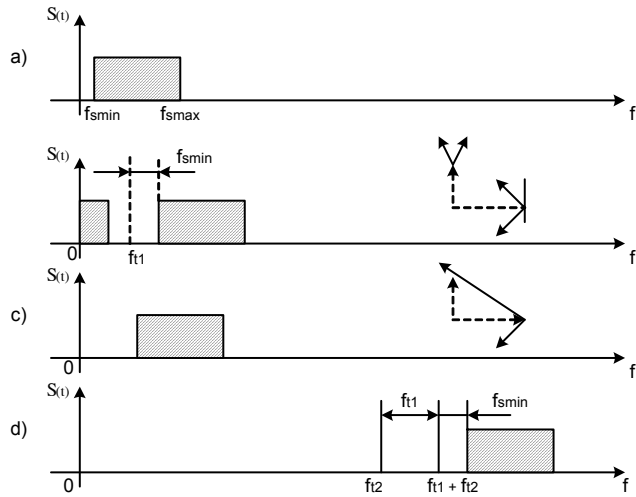
$$u_{db} = u'_{CB2} - u''_{CB2} = \frac{U_{CB2} \cdot U_{t2}}{2} \cos(\omega_{t2} + \omega_{t1} + \omega_s)t \quad (6.64)$$

Phổ tín hiệu đơn biên và đồ thị véc tơ theo phương pháp lọc quay pha kết hợp được biểu diễn trên hình 6.26.

Điều chế đơn biên theo phương pháp này không cần mạch quay pha đối với tín hiệu điều chế (là tín hiệu có tần số thay đổi) nên dễ thực hiện hơn so với phương pháp quay pha.

6.3.3. Tách sóng tín hiệu đơn biên

Tách sóng tín hiệu điều chế đơn biên thường được thực hiện nhờ mạch điều chế vòng. Tín hiệu đơn biên với tần số $\omega_i + \omega_s$ đặt lên một đầu vào của mạch điều chế vòng, tải tin phụ với tần số ω_i được tạo ra ở đầu thu được đưa đến đầu vào thứ hai của mạch.



Hình 6.26. Phổ và đồ thị véc tơ của dao động điều chế đơn biên theo phương pháp lọc quay pha kết hợp; phổ tín hiệu điều chế (a); phổ của tín hiệu ra của bộ điều chế biên độ 1 (b); phổ tín hiệu ra của bộ lọc (c); Phổ tín hiệu ra mạch hiệu(d).

Trên đầu ra của mạch điều chế vòng là tín hiệu có tần số: ω_s và $2\omega_t + \omega_s$. Nhờ một mạch lọc thông thấp lấy ra được thành phần tần số mong muốn ω_s . Vấn đề chính ở đây là việc tạo ra tải tin phụ ở đầu thu sao cho tần số của nó hoàn toàn giống với tần số của tải tin đầu phát (trước điều chế). Để được điều đó, thường người ta lọc lấy tải tin đã bị nén, trong tín hiệu hữu ích thu được, rồi khuếch đại và hạn biên để được tải tin đủ lớn, rồi đem cộng trực tiếp với tín hiệu đơn biên hoặc đưa đến bộ tạo tải tin phụ, ở đầu thu để thực hiện đồng bộ.

6.4. Điều tần và điều pha

6.4.1. Các công thức cơ bản và quan hệ giữa điều tần và điều pha

Vì giữa tần số và góc pha của một dao động có quan hệ với nhau, nên dễ dàng chuyển đổi sự biến thiên tần số thành biến thiên về pha và ngược lại theo (6.65).

$$\omega = \frac{d\psi}{dt} \quad (6.65)$$

Điều tần và điều pha là quá trình ghi tin tức vào tải tin, làm cho tần số hoặc pha tức thời của tải tin biến thiên theo dạng tín hiệu điều chế. Với tải tin là dao động điều hoà:

$$u(t) = U_t \cos(\omega_t t + \varphi_0) = U_t \cos \Psi(t) \quad (6.66)$$

Từ (6.65) rút ra:

$$\Psi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \varphi(t) \quad (6.67)$$

Thay (6.67) vào (6.64) ta nhận được biểu thức:

$$u_t(t) = U_t \cos \left[\int_0^t \omega(t) dt + \varphi(t) \right] \quad (6.68)$$

Giả thiết tín hiệu điều chế là tín hiệu đơn âm (chỉ có một tần số):

$$u_s = U_s \cos \omega_s t \quad (6.69)$$

Khi điều chế tần số hoặc điều chế pha thì tần số hoặc góc pha của dao động cao tần biến thiên tỉ lệ với tín hiệu điều chế và chúng được xác định lần lượt theo biểu thức (6.70a) và (6.70b)

$$\omega(t) = \omega_t + K_{dt} U_s \cos \omega_s t \quad (6.70a)$$

$$\varphi(t) = \varphi_0 + K_{df} U_s \cos \omega_s t \quad (6.70b)$$

Trong trường hợp này gọi ω_t là tần số trung tâm của tín hiệu điều tần.

Đặt: $K_{dt} U_s = \Delta \omega_m$ gọi là lượng di tần của cực đại

$$K_{df} U_s = \Delta \varphi_m \text{ gọi là lượng di pha cực đại}$$

Khi đó các biểu thức (6.70) được viết lại như sau:

$$\omega(t) = \omega_t + \Delta \omega_m \cos \omega_s t \quad (6.71a)$$

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta \varphi_m \cos \omega_s t \quad (6.71b)$$

Khi điều chế tần số thì góc pha đầu không đổi, do đó $\varphi(t) = \varphi_0$. Thay (6.71a) vào (6.68), sau

khi lấy tích phân, ta nhận được biểu thức của dao động đã điều tần:

$$u_{dt}(t) = U_t \cos\left(\omega_t t + \frac{\Delta\omega_m}{\omega_s} \sin \omega_s t + \varphi_o\right) \quad (6.72)$$

Tương tự như vậy, biểu thức của dao động điều pha tìm được bằng cách thay $\varphi(t)$ trong (6.70) bởi (6.71b) và cho $\omega = \omega_t = \text{const}$ ta được:

$$u_{df}(t) = U_t \cos(\omega_t t + \Delta\varphi_m \cos \omega_s t + \varphi_o) \quad (6.73)$$

Vậy lượng di pha đạt được khi điều pha:

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_m \cos \omega_s t$$

Tương ứng với lượng di pha ta có lượng di tần:

$$\Delta\omega = \frac{d(\Delta\varphi)}{dt} = \Delta\varphi_m \omega_s \sin \omega_s t$$

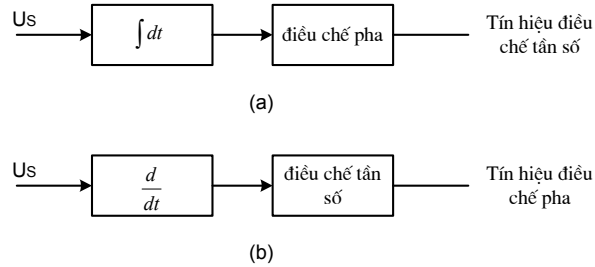
và lượng di tần cực đại đạt được khi điều pha:

$$\Delta\omega_m = \omega_s \Delta\varphi_m = \omega_s K_{df} U_s \quad (6.74)$$

Theo (6.71a) lượng di tần cực đại đạt được khi điều tần:

$$\Delta\omega_m = K_{dt} U_s \quad (6.75)$$

So sánh (6.74) và (6.75) ta nhận thấy rằng: điểm khác nhau cơ bản giữa điều tần và điều pha là lượng di tần cực đại khi điều pha tỉ lệ với biên độ điện áp điều chế và tần số điều chế, còn lượng di tần cực đại do điều tần chỉ tỉ lệ với biên độ điện áp điều chế. Vì vậy từ mạch điều chế pha có thể lấy ra tín hiệu điều chế tần số, nếu trước khi đưa vào điều chế, tín hiệu điều chế được đưa qua một mạch tích phân (hình 6.27a). Ngược lại có thể lấy ra tín hiệu điều chế pha từ một mạch điều chế tần số, nếu tín hiệu điều chế được đưa qua một mạch vi phân trước khi đưa vào bộ điều chế (hình 6.27b).



Hình 6.27. Minh họa quan hệ giữa tín hiệu điều tần và tín hiệu điều pha. Sơ đồ khối mạch điều chế tần số thông qua điều chế pha (a); Sơ đồ khối mạch điều chế pha thông qua mạch điều chế tần số (b).

6.4.2. Phổ của dao động đã điều tần và điều pha

Trong biểu thức của dao động điều tần (6.72) cho góc pha ban đầu $\varphi_o = 0$ và đặt $\frac{\Delta\omega_m}{\omega_m} = M_f$ (gọi M_f là hệ số điều tần), biểu thức (6.72) được viết lại:

$$U_{df} = U_t \cos(\omega_t t + M_f \sin \omega_s t) \quad (6.76)$$

Trong trường hợp tín hiệu điều chế biến đổi trong dải tần số từ $\omega_{s \min}$ đến $\omega_{s \max}$, M_f được xác định như sau:

$$M_f = \frac{\Delta\omega_m}{\omega_{S\max}} \quad (6.77)$$

Hệ số điều tần M_f không những phụ thuộc vào biên độ điện áp điều chế mà còn phụ thuộc vào tần số điều chế. Tương tự, ta có biểu thức của dao động điều pha.

$$U_{df} = U_t \cos(\omega_t t + M_\phi \cos \omega_S t) \quad (6.78)$$

Trong đó $M_\phi = \Delta\phi_m$

Biểu thức (6.76) và (6.78) có thể biểu diễn dưới dạng chuỗi, mà hệ số của nó là các hàm số Betxen loại một bậc n như sau:

$$u_{dt} = \text{Re} \left[U_t \sum_{-\infty}^{\infty} (-j)^{n+1} J_n(M_f) \cdot e^{j(\omega_t - n\omega_S)t} \right] \quad (6.79)$$

$$u_{dt} = \text{Re} \left[U_t \sum_{-\infty}^{\infty} (-j)^{n+1} J_n(M_\phi) e^{j(\omega_t - n\omega_S)t} \right] \quad (6.80)$$

Trong đó J_n là hàm số Betxen loại một bậc n .

Nếu không xét đến pha, thì phổ của tín hiệu điều tần và điều pha giống nhau, gồm có thành phần tải tần ω_t (ứng với $n = 0$), biên độ $J_n U_t$ và vô số các biên tần: $\omega_t + n\omega_S$ ($n = -\infty \div \infty$), biên độ $J_n U_t$, J_n phụ thuộc vào M_f hoặc M_ϕ .

Trong bảng hàm số Betxen, khi $M_t, M_\phi = 2,405$ thì $J_n(M_f) = 0$, nghĩa là lúc này tín hiệu điều tần và điều pha không chứa tải tin. Ngoài ra, còn thấy rằng, nếu biểu diễn hàm số Betxen theo bậc n của nó, trong trường hợp $M_f > 1$, tất cả các biên tần có bậc $n > M_f$ đều có biên độ nhỏ hơn 5% biên độ tải tần và đều có thể bỏ qua.

Vì vậy có thể coi độ rộng dải tần của tín hiệu điều chế tần số và điều chế pha là hữu hạn và xác định nó theo biểu thức:

$$D_{dt} \approx 2M_f \omega_S = 2\Delta\omega_m \quad (6.81)$$

Như vậy độ rộng dải tần của tín hiệu điều tần không phụ thuộc vào tần số điều chế.

Đối với tín hiệu điều pha, độ rộng dải tần của nó được xác định theo biểu thức (6.78)

$$D_{df} \approx 2M_\phi \omega_S = 2\Delta\phi_m \omega_S \quad (6.82)$$

Độ rộng dải tần của tín hiệu điều pha phụ thuộc vào tần số điều chế.

Khi $M_{f,\phi} \leq 1$ thì chỉ có một cặp biên tần có biên độ lớn hơn 5% biên độ tải tần, do đó

$$D_{dt} \approx 2\omega_{S\max} \quad (6.83)$$

Trường hợp này độ rộng dải tần của tín hiệu điều tần bằng độ rộng dải tần của tín hiệu điều biên, ta gọi là điều tần dải hẹp. Ngược lại $M_{f,\phi} > 1$ thì có điều tần dải rộng.

Thông thường tín hiệu điều chế là tín hiệu biến đổi gồm nhiều thành phần tần số. Khi đó tín hiệu điều chế tần số và tín hiệu điều chế pha có thể biểu diễn tổng quát theo biểu thức sau:

$$u_{dt} = U_t \cos \left[\omega_t t + \sum_{v=1}^m \Delta M_v \cos(\omega_v t + \varphi_v) \right] \quad (6.84)$$

Trong biểu thức này có quan tâm đến góc pha ban đầu φ_0 , vì hiệu pha khác nhau của các thành phần phổ của tín hiệu điều chế có tính chất quyết định đến với dạng tín hiệu tổng quát của nó.

Khai triển (6.84) theo chuỗi Betxen ta có:

$$u_{dt} = U_t \operatorname{Re} \left\{ (\cos \omega_t t + j \sin \omega_t t) \prod_{v=1}^m [J_0(\Delta M_v) 2jJ_1(\Delta M_v) \cos(\omega_s + \omega_v) - 2J_2(\Delta M_v) \cos 2(\omega_s t + \varphi_v) - 2jJ_3 \cos 3(\omega_s t + \varphi_v) + \dots] \right\} \quad (6.85)$$

Theo (6.85) phổ của tín hiệu điều tần có thể có các thành phần tần số tổ hợp

$$\omega_t + \sum_{v=1}^m \mu_v \omega_{sv} \text{ là số nguyên hữu tỷ } -\infty \leq \mu_v \leq \infty$$

6.4.3. Mạch điện điều tần và điều pha

Về nguyên tắc có thể phân biệt mạch điều tần trực tiếp và mạch điều tần gián tiếp, cũng như mạch điều pha trực tiếp và mạch điều pha gián tiếp. Trong đó điều tần gián tiếp là điều tần thông qua điều pha, còn điều pha gián tiếp là điều pha thông qua điều tần hình 6.27. Trên cơ sở đó, chỉ cần nghiên cứu các mạch điều tần trực tiếp và điều pha trực tiếp, rồi dựa vào các sơ đồ khối trên hình 6.27 có thể suy ra mạch điều tần gián tiếp và điều pha gián tiếp.

1. Các mạch điều tần trực tiếp

Khi điều tần trực tiếp, tần số dao động riêng của mạch tạo dao động được điều khiển bởi tín hiệu điều chế.

Mạch điều tần trực tiếp, thường được thực hiện bởi các mạch tạo dao động mà tần số dao động riêng của nó được điều khiển bởi điện áp (VCO: Voltage Controlled Oscillator) hoặc dòng điện (CCO: Circuit Controlled Oscillator) hoặc các mạch biến đổi điện áp - tần số. Các mạch tạo dao động có tần số biến đổi theo điện áp đặt vào có thể là các mạch tạo dao động xung hoặc là các mạch tạo dao động điều hoà LC. Các mạch tạo dao động LC cho khả năng biến đổi tần số khá rộng và có tần số trung tâm cao. Nguyên tắc thực hiện điều tần trong các hệ tạo dao động là làm biến đổi trị số điện kháng của bộ tạo dao động theo điện áp đặt vào. Phương pháp phổ biến nhất là dùng diode biến dung (varicap) và transistor điện kháng. Sau đây ta lần lượt khảo sát các loại điều tần đó.

a) Điều tần trực tiếp dùng diode biến dung

Diode biến dung có điện dung mặt ghép biến đổi theo điện áp đặt vào. Nó có sơ đồ tương đương hình 6.28(a). Trị số R_D và C_D phụ thuộc vào điện áp đặt lên diode. Trường hợp phân cực ngược R_D rất lớn, còn C_C được xác định theo biểu thức (6.86)

$$C_D = \frac{k}{(u_D + \varphi_k)^\gamma} \quad (6.86)$$

Trong đó: k là hệ số tỉ lệ

φ_k : hiệu điện thế tiếp xúc của mặt ghép với diode silic, ở nhiệt độ thường, φ_k có giá trị

γ : hệ số phụ thuộc vào vật liệu $\gamma = \frac{1}{3} \div \frac{1}{2}$

Sơ đồ tương đương của diode biến dung (a) ; Mạch tạo dao động điều tần dùng diode biến dung (b).

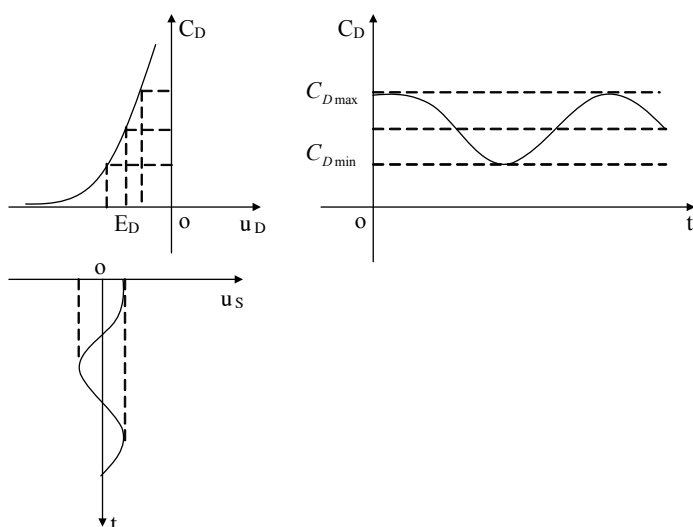
Các tụ điện C_1, C_2, C_3 và C_4 có tác dụng nối tắt về thành phần xoay chiều (tần số dao động). Tần số dao động của mạch gần bằng tần số cộng hưởng riêng của bộ tạo dao động và được xác định:

Điện áp đặt lên diode:

207

- Phải hạn chế vùng làm việc trong đoạn tuyến tính của đặc tuyến $C_D(u_D)$ của diode biến dung hình 6.29 để giảm méo phi tuyến, lượng di tần tương đối khi điều tần bằng diode biến dung đạt khoảng 1%.

- Vì dùng diode để điều tần, nên mạch điều tần có kích thước nhỏ. Có thể dùng diode biến dung để điều tần ở tần số siêu cao, khoảng vài trăm MHz. Tuy nhiên, độ tạp tần của tham số bán dẫn lớn, nên kém ổn định.



Hình 6.29. Đặc tuyến $C_D = f(u_D)$ của diode biến dung và nguyên lý biến đổi điện dung theo điện áp đặt vào.

b) Điều tần dùng transistor điện kháng

Phần tử điện kháng: hoặc dung tính hoặc cảm tính có trị số biến thiên theo điện áp điều chế đặt trên nó được mắc song song với hệ dao động của bộ tạo dao động làm cho tần số dao động thay đổi theo tín hiệu điều chế. Phần tử điện kháng được thực hiện nhờ một mạch di pha mắc trong mạch hồi tiếp của một transistor. Có bốn cách mắc phần tử điện kháng như biểu diễn trong bảng 6.1.

Bảng 6.1.

Cách mắc mạch	Sơ đồ nguyên lý	Đồ thị véc tơ	Trị số điện kháng	Tham số tương đương
Mạch phân áp RC			$Z = j\omega \frac{RC}{S}$	$L_{td} = \frac{RC}{S}$
Mạch phân áp RL			$Z = -j \frac{R}{\omega LS}$	$C_{td} = \frac{LS}{R}$
Mạch phân áp CR			$Z = -j \frac{1}{\omega RCS}$	$C_{td} = RCS$

Trong sơ đồ này T_1 là phần tử điện kháng cảm tính, với $L_{td} = \frac{CR}{S_{T_1}}$ và T_2 là phần tử điện

kháng dung tính $C_{td} = CRS_{T_2}$.

Theo sơ đồ khi U_S tăng thì S_{T_1} tăng, còn S_{T_2} giảm làm cho L_{td} và C_{td} đều giảm do đó tần số giảm nhanh hơn theo điện áp điều chế và lượng di tần tăng gấp đôi (nếu T_1, T_2 có tham số giống nhau). Mạch còn có ưu điểm, tăng được độ ổn định tần

số trung tâm f_t của bộ tạo dao động dùng T_3 . Thật vậy, giả thiết điện áp nguồn cung cấp tăng thì hồ dẫn của T_1 và T_2 đều tăng một lượng ΔS . Lúc đó L_{td} giảm, C_{td} tăng. Nếu mạch điện T_1, T_2 hoàn toàn đối xứng thì lượng tăng của C_{td} sẽ bù được lượng giảm của L_{td} , do đó có thể coi tần số trung tâm không đổi.

c) Điều tần trong các bộ tạo xung

Trên hình 6.32 là sơ đồ mạch dao động đa hài mà dây xung ra của nó có tần số thay đổi theo điện áp điều chế u_s .

Tần số của mạch dao động đa hài được xác định bởi quá trình phóng của tụ C qua điện trở R_B và các transistor mở. (Nguyên lý hoạt động của mạch đã được khảo sát kỹ trong phần mạch đa hài).

Tần số của xung được xác định như sau:

$$f = \frac{1}{2\pi RC \ln 2}$$

Để điều chế tần số của dây xung, đưa điện áp điều chế u_s vào base cùng với điện áp nguồn $+E_C$. Lúc này tần số của dây xung biến thiên theo điện áp điều chế và được xác định bởi biểu thức (6.92).

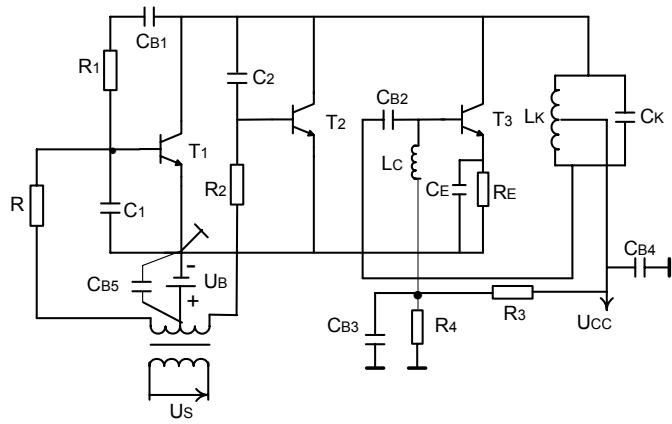
$$f \approx \frac{1}{2\pi RC \ln \left[\frac{(\Delta u_C / R_B) + I_{Bbh}}{I_{Bbh}} \right]} \quad (6.92)$$

Trong đó $I_{Bbh} = \frac{(E_C + u_s - U_{BEo} + I_{BM} \cdot R_B)}{R_B}$ là dòng base trong trạng thái bão hòa.

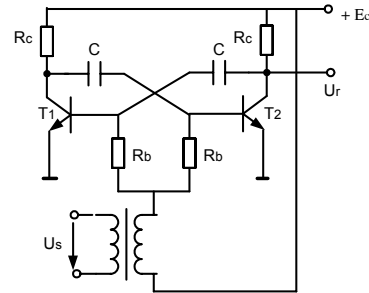
U_{BEo} - điện áp cắt base – emitter;

I_{BM} - dòng base khi transistor mở;

Δu_C - lượng sụt điện áp trên collector của transistor chuyển từ trạng thái tắt sang mở.



Hình 6.31. Sơ đồ tạo dao động điều tần bằng mạch điện kháng đẩy kéo; C_{B1}, C_{B4} : ngăn mạch cao tần; C_{B5} : ngăn mạch âm tần.



Hình 6.32. Điều chế trong bộ dao động đa hài.

$$\Delta U_C = U_C - I_{cM} R_C - U_{CEbh}$$

Với mạch này có thể đạt được di tần tương đối $\frac{\Delta f m}{f_i}$ khoảng vài % và hệ số méo phi tuyến khoảng vài ‰. Mạch có tần số trung tâm không cao và khó ổn định. Mạch cũng là mạch điều tần trực tiếp.

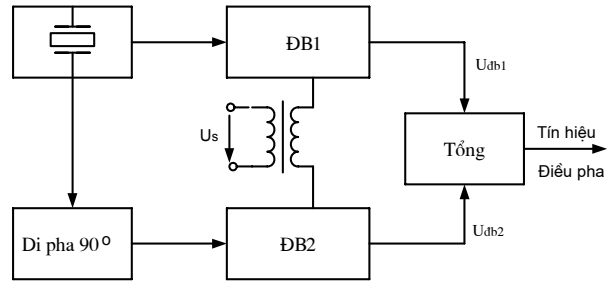
Nhược điểm chung của điều tần trực tiếp là độ ổn định tần số trung tâm thấp vì không thể dùng thạch anh thay cho mạch cộng hưởng trong bộ tạo dao động để ổn định trực tiếp được. Do đó để đạt được độ ổn định tần số trung tâm cao, trong mạch điều tần trực tiếp phải dùng mạch tự động điều chỉnh tần số, tuy nhiên với mạch điều tần trực tiếp có thể đạt được lượng di tần tương đối lớn.

2. Mạch điều pha

a) Mạch điều chế pha theo Armstrong.

Sơ đồ khối mạch điều chế pha theo Armstrong được trình bày trên hình 6.33, được thực hiện theo nguyên lý sau:

Tải tin từ bộ dao động thạch anh được đưa đến bộ điều biên 1 (ĐB1), đồng thời được quay pha 90° đưa đến bộ điều biên 2 (ĐB2), còn tín hiệu điều chế u_s đưa đến hai mạch điều biên ngược pha. Điện áp ra của hai bộ điều biên:



Hình 6.33. Sơ đồ khối mạch điều chế pha theo Armstrong.

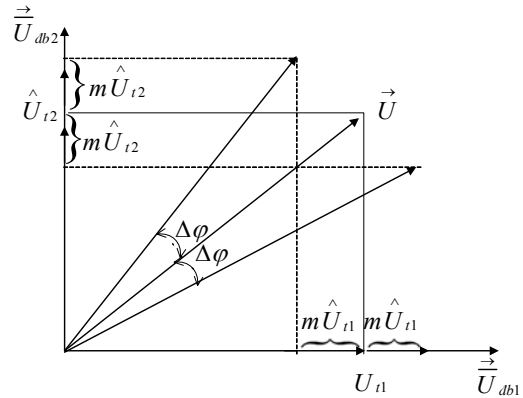
$$\begin{aligned} u_{db1} &= U_{r1} (1 + m \cos \omega_s t) \cos \omega_t t = \\ &= U_{r1} \cos \omega_t t + \frac{m}{2} U_{r1} [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] \\ u_{db2} &= U_{r2} (1 - m \cos \omega_s t) \cos \omega_t t = \\ &= U_{r1} \cos \omega_t t + \frac{m}{2} U_{r1} [\sin(\omega_t + \omega_s)t + \sin(\omega_t - \omega_s)t] \end{aligned}$$

Đồ thị vector của u_{db1} , u_{db2} và vector tổng của chúng được biểu diễn trên hình 6.34.

Từ đồ thị ta thấy rằng : tổng các dao động đã điều biên $u = u_{db1} + u_{db2}$ là một dao động được điều chế về pha và về biên độ. Mạch có nhược điểm là lượng di pha nhỏ. Để hạn chế được điều biên kí sinh chọn $\Delta\phi$ nhỏ. Để có điều biên kí sinh nhỏ hơn 1% thì $\Delta\phi < 0,35$.

b) Mạch điều chế pha dùng mạch lọc.

Sơ đồ nguyên lý điều chế pha dùng mạch lọc được biểu diễn trên hình 6.35.



Hình 6.34. Đồ thị vector của tín hiệu điều pha theo mạch Armstrong.

Trong mạch này, trị số điện dung của diode biến dung phụ thuộc vào điện áp điều chế u_s . Khi u_s thay đổi thì tần số cộng hưởng của mạch lệch khỏi tần số tín hiệu vào f_i một lượng Δf sao cho đối với tín hiệu vào, mạch cộng hưởng là một trở kháng phức được xác định như sau:

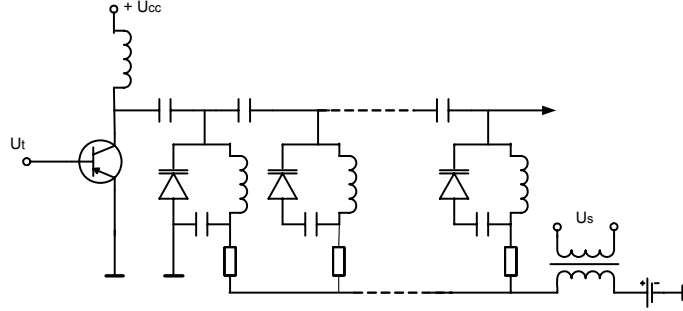
$$\dot{Z} = \frac{R_{td}}{1 + jQ \frac{2\Delta\omega}{\omega_t}} \quad \text{với } R_{td} = \frac{L}{cr}; \quad Q = \frac{1}{\omega cr} = \frac{\rho}{r}; \quad \omega_t = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (6.93)$$

$$\Delta\omega = \omega - \omega_t \text{ và } \omega_t + \omega \approx 2\omega_t.$$

Góc pha của trở kháng đó được xác định theo biểu thức (6.94).

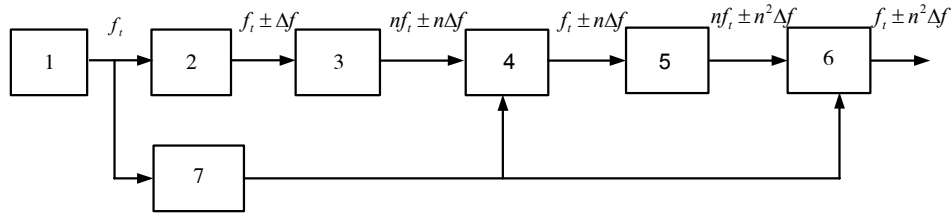
$$\varphi = \arctg\left(-\frac{2Q\Delta\omega}{\omega_t}\right) \quad (6.94)$$

Rõ ràng khi ω_s thay đổi thì $\Delta\omega$ thay đổi, do đó góc pha φ biến đổi một lượng tương ứng. Quá trình điều pha này có kèm theo



Hình 6.35. Sơ đồ nguyên lý điều chế pha dùng mạch lọc

điều biên ký sinh, vì $|Z|$ cũng biến thiên theo $\Delta\omega$. Cũng tương tự như điều chế pha theo mạch Armstrong, nếu giữ cho mức điều biên nhỏ hơn 1% thì góc di pha cực đại $\Delta\varphi = 0,35$. Nếu dùng nhiều mắt lọc như trên hình 6.35 thì nhờ các khâu ghép hợp lý, có thể làm cho đặc tuyến $\varphi = f(u_s)$ tuyến tính hơn, do đó đạt được lượng di pha tương đối lớn $\Delta\varphi = \pi$. Trong thực tế mạch điều chế pha thường được dùng kết hợp với mạch tích phân để thực hiện điều tần gián tiếp. Mạch điều tần gián tiếp so với mạch điều tần trực tiếp thì lượng di tần nhỏ hơn, vì $\Delta\varphi$ nhỏ. Nhưng mạch điều tần gián tiếp có độ ổn định tần số trung tâm cao, vì có thể dùng thạch anh trong tầng dao động để ổn định tần số. Để khắc phục nhược điểm vì lượng di tần nhỏ, sau tầng điều tần có thể mắc thêm một số tầng nhân tần để đảm bảo lượng di tần theo yêu cầu như sơ đồ khối trên hình 6.36.



Hình 6.36. Sơ đồ khối minh họa phương pháp nâng cao lượng di tần trong mạch điều tần gián tiếp (điều tần thông qua điều pha).

- (1) Bộ tạo dao động ; (2) Mạch điều tần gián tiếp ; (3) Mạch nhân tần bậc n ; (4) Mạch trộn tần ;
(5) Mạch nhân tần bậc n ; (6) Mạch trộn tần ; (7) Mạch nhân tần bậc $(n-1)$

Tín hiệu điều tần có hệ số điều chế $M_f = \frac{\Delta\omega_m}{\omega_s}$. Khi tần số điều chế tăng thì M_f giảm (giả

thiết $U_s = \text{const}$) làm cho tỉ số tín hiệu trên tạp âm (S/N) giảm. Vì vậy trước khi điều chế, tín hiệu

điều chế u_s được đưa qua một mạch lọc thông cao. Các thành phần tần số cao của u_s khi đi qua mạch đó được ưu tiên về mặt biên độ. Ở đầu thu, sau khi tách sóng lại phải dùng mạch lọc thông thấp có hằng số thời gian bằng hằng số thời gian của mạch lọc thông cao để nhận lại sự phân bố biên độ theo tần số đúng như tín hiệu thực ban đầu. Đây là một trong các biện pháp để nâng cao chất lượng tín hiệu điều tần.

6.4.4. Tách sóng tín hiệu điều tần

1. Khái niệm

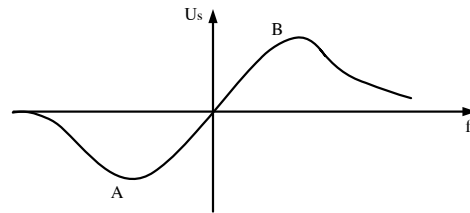
Tách sóng tín hiệu điều tần là quá trình biến đổi độ lệch tần số tức thời của tín hiệu điều tần so với tần số trung tâm thành biến thiên điện áp ở đầu ra.

Đặc trưng cho quan hệ biến đổi, là đặc tuyến truyền đạt của bộ tách sóng. Đó là đường biểu diễn quan hệ giữa điện áp ra và lượng biến thiên tần số ở đầu vào hình 6.37.

Để hạn chế méo phi tuyến, phải chọn điểm làm việc trong phạm vi tuyến tính của đặc tuyến truyền đạt (đoạn AB trong đặc tuyến hình 6.37).

Theo hình trên có thể xác định được hệ số truyền đạt:

$$S_f = \left. \frac{du_s}{d\Delta f} \right|_{\Delta f = 0} \quad (6.95)$$



Hình 6.37. Đặc tuyến truyền đạt của bộ tách sóng tần số.

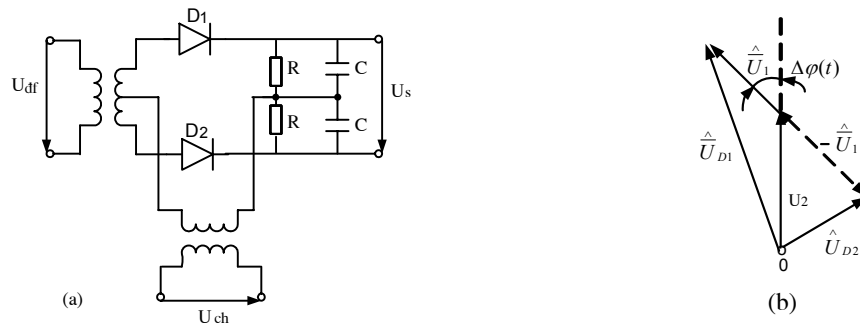
Tách sóng tần số và tách sóng pha thường được thực hiện theo một trong những nguyên tắc sau đây:

- Biến tín hiệu điều tần hoặc điều pha thành tín hiệu điều biên, rồi thực hiện tách sóng biên độ.
- Biến tín hiệu điều tần thành tín hiệu điều chế độ rộng xung, rồi thực hiện tách sóng điều chế độ rộng xung nhờ một mạch lọc thông thấp.
- Sử dụng vòng khóa pha PLL (Phase Locked Loop) để tách sóng tần số và pha.

2. Mạch điện bộ tách sóng pha dùng diode

a) Mạch tách sóng pha cân bằng dùng diode

Mạch tách sóng pha cân bằng là hai mạch tách sóng biên độ dùng diode ghép với nhau như hình 6.38.



Hình 6.38. Mạch điện bộ tách sóng pha dùng diode (a); Đồ thị vectơ của các điện áp (b).

Tín hiệu cần tách sóng là tín hiệu điều pha u_{df} được so sánh về pha với một dao động chuẩn u_{ch} .

Biểu thức của u_{df} và u_{ch} như sau:

$$u_{df} = U_1 \cos(\omega_{01}t + \varphi_{(t)} + \varphi_{01}) = U_1 \cos \varphi_1(t)$$

$$u_{ch} = U_2 \cos(\omega_{02}t + \varphi_{02}) = U_2 \cos \varphi_2(t).$$

Điện áp đặt lên 2 diode D_1, D_2 có biên độ tương ứng là:

$$u_{D1} = U_1 \cos(\omega_{01}t + \varphi_{(t)} + \varphi_{01}) + U_2 \cos(\omega_{02}t + \varphi_{02})$$

$$u_{D2} = -U_1 \cos(\omega_{01}t + \varphi_{(t)} + \varphi_{01}) + U_2 \cos(\omega_{02}t + \varphi_{02})$$

Điện áp ra tương ứng trên hai bộ tách sóng biên độ xác định được theo đồ thị vectơ hình 6.38(b).

$$U_I(t) = u_{S1} = K_{TS} U_{D1} = K_{TS} \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \cdot \cos \Delta \varphi_{(t)}} \quad (6.96a)$$

$$U_{II} = u_{S2} = K_{TS} U_{D2} = K_{TS} \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1 U_2 \cdot \cos \Delta \varphi_{(t)}} \quad (6.96b)$$

Trong đó K_{TS} là hệ số truyền đạt của bộ tách sóng biên độ, xác định theo biểu thức 6.97.

$$K_{TS} = \frac{u_S}{mU_t} \quad (6.97)$$

$\Delta \varphi_{(t)}$ là hiệu pha của 2 điện áp vào;

$$\Delta \varphi_{(t)} = (\omega_{01} - \omega_{02})t + \varphi_{(t)} + \varphi_{01} - \varphi_{02}$$

Điện áp ra của bộ tách sóng:

$$u_S = u_{S1} - u_{S2} = K_{TS} \left[\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \cdot \cos \Delta \varphi_{(t)}} - \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1 U_2 \cdot \cos \Delta \varphi_{(t)}} \right] \quad (6.98)$$

Vậy giá trị tức thời của điện áp ra trên bộ tách sóng phụ thuộc vào hiệu pha của tín hiệu điều pha và tín hiệu chuẩn. Trường hợp $\omega_{01} = \omega_{02}$, $\varphi_{01} = \varphi_{02}$ thì điện áp ra chỉ còn phụ thuộc vào pha của tín hiệu vào $\varphi_{(t)}$.

Nếu $\omega_{01} = \omega_{02}$, và tín hiệu vào không phải là tín hiệu điều chế pha, nghĩa là $\varphi_{(t)} = 0$ thì điện áp ra có biểu thức sau đây:

$$u_S = K_{TS} \left[\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \cdot \cos \varphi_0} - \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1 U_2 \cdot \cos \Delta \varphi_0} \right] \quad (6.99)$$

Theo biểu thức (6.98) đặc tuyến truyền đạt các bộ tách sóng pha cân bằng $u_S = f(\Delta \varphi)$ là một hàm số tuần hoàn theo hiệu pha, nó có cực đại khi $\Delta \varphi_0 = 0, 2\pi, 4\pi \dots$ cực tiểu khi $\Delta \varphi_0 = \pi, 3\pi, 5\pi \dots$ và bằng không khi $\Delta \varphi_0 = 0(2\pi + 1), \pi/2 \dots$ (với $n = 0, 1, 2, \dots$).

Nguyên lý làm việc của mạch này dựa vào sự so pha của hai dao động giống như mạch tách sóng đồng bộ. Vì vậy có thể dùng mạch tách sóng đồng bộ để tách sóng pha.

b) *Bộ tách sóng tần số dùng mạch lệch cộng hưởng.*

Hình 6.39 trình bày sơ đồ bộ tách sóng tần số dùng mạch lệch cộng hưởng.

Đầu vào của hai bộ tách sóng biên độ

gồm D_1, D_2 là hai mạch cộng hưởng được điều chỉnh cộng hưởng tại các tần số ω_1 và ω_2 . Nếu gọi tần số trung tâm của tín hiệu điều tần đầu vào là $\omega_0 = \omega_i$ ta có: $\omega_1 = \omega_0 + \Delta\omega_0$; $\omega_2 = \omega_0 - \Delta\omega_0$.

Sự điều chỉnh mạch cộng hưởng lệch khỏi tần số trung tâm của tín hiệu vào, làm điện áp vào của hai bộ tách sóng biên độ (U_1, U_2) thay đổi phụ thuộc vào tần số của điện áp vào. Từ mạch hình 6.39 ta xác định được:

$$U_1 = m \cdot U_{dt} Z_1 \quad (6.100a)$$

$$U_2 = m \cdot U_{dt} Z_2 \quad (6.100b)$$

Trong đó m là hệ số ghép của biến áp vào;

$$m = \frac{M}{L} ; M \text{ là hệ số hỗ cảm giữa cuộn sơ cấp và thứ cấp biến áp vào;}$$

L là hệ số điện cảm của cuộn sơ cấp;

Z_1 và Z_2 là trở kháng của hai mạch cộng hưởng 1 và 2.

Tương tự như biểu thức (6.93) ta tính được :

$$Z_1 = \frac{R_{td1}}{\sqrt{1 + \left[2Q \frac{(\omega - \omega_1)}{\omega_1} \right]^2}} = \frac{R_{td1}}{\sqrt{1 + (\xi - \xi_o)^2}} \quad (6.101a)$$

$$Z_2 = \frac{R_{td2}}{\sqrt{1 + \left[2Q \frac{(\omega - \omega_2)}{\omega_2} \right]^2}} = \frac{R_{td2}}{\sqrt{1 + (\xi + \xi_o)^2}} \quad (6.101b)$$

R_{td1}, R_{td2} lần lượt là trở kháng của hai mạch cộng hưởng tại tần số cộng hưởng ω_1, ω_2 .

Q_1, Q_2 là hệ số phẩm chất của các mạch cộng hưởng tương ứng. Chọn hai mạch cộng hưởng như nhau, ta có:

$$R_{td1} = R_{td2} = R_{td}$$

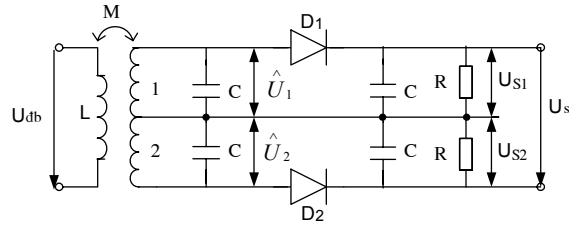
$$Q_1 = Q_2 = Q$$

$$\xi_o = \frac{2Q|\omega_o - \omega_{1,2}|}{\omega_o} \text{ là độ lệch tần số tương đối giữa tần số cộng hưởng riêng của mạch cộng}$$

hưởng so với tần số trung tâm của tín hiệu vào.

$$\xi = \frac{2Q|\omega - \omega_o|}{\omega_o} \text{ là độ lệch tần số tương đối giữa tần số tín hiệu vào và tần số trung tâm của nó.}$$

Khi tần số tín hiệu vào ω thay đổi thì Z_1, Z_2 thay đổi, kéo theo sự thay đổi của biên độ điện áp vào của hai mạch tách sóng biên độ U_1, U_2 , đây là quá trình biến đổi tín hiệu điều tần thành tín hiệu điều biên. Qua hai bộ tách sóng biên độ, ta nhận được các điện áp ra:



Hình 6.39. Mạch điện bộ tách sóng tần số dùng mạch lệch cộng hưởng.

$$u_{S1} = K_{TS} U_1 = K_{TS} m U_{dt} = \frac{R_{td1}}{\sqrt{1 + (\xi_o - \xi)^2}} \quad (6.102a)$$

$$u_{S2} = K_{TS} U_2 = K_{TS} m U_{dt} = \frac{R_{td2}}{\sqrt{1 + (\xi_o + \xi)^2}} \quad (6.102b)$$

Điện áp ra tổng cộng:

$$u_S = u_{S1} - u_{S2} = K_{TS} m R_{td} U_{dt} \psi(\xi, \xi_o)$$

Trong đó $\psi(\xi, \xi_o) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi_o - \xi)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi_o + \xi)^2}}$

$$\psi = \psi_{\max} \text{ khi } \xi = \pm \xi_o.$$

Độ dốc của đặc tuyến truyền đạt được xác định như sau:

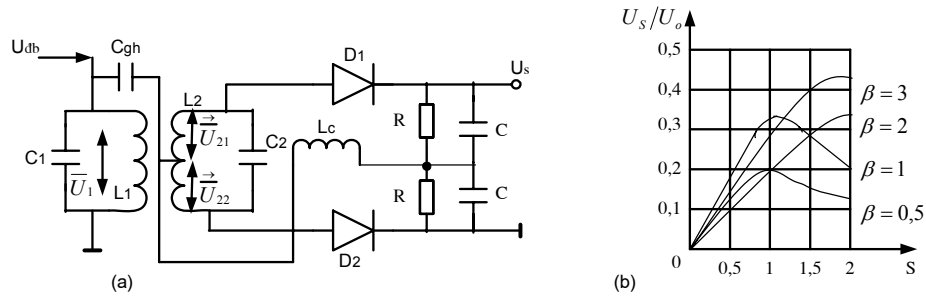
$$S_f = \left. \frac{du_S}{d\Delta f} \right|_{\Delta f = 0} = K_{TS} m U_{dt} R_{td} \left. \frac{d\psi(\xi, \xi_o)}{d\xi} \right|_{\xi = 0} = \frac{K_{TS} m R_{td} U_{dt}}{f_o} \cdot \frac{2\xi_o}{(1 + \xi_o^2)^{3/2}} \quad (6.103)$$

Vậy hệ số truyền của bộ tách sóng phụ thuộc vào ξ_o , đạo hàm S_f theo ξ_o và xét các cực trị ta thấy $S_f = S_{f\max}$ khi $\xi_o = \pm \frac{1}{\sqrt{2}}$. Vậy muốn có hệ số truyền đạt cực đại phải chọn lượng lệch tần số $\Delta\omega_o$ theo điều kiện sau đây:

$$\Delta\omega_o = \frac{\omega_o \xi_o}{2Q} = \pm \frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{\omega_o}{Q} \quad (6.104)$$

Tách sóng dùng mạch lệch cộng hưởng có nhược điểm là khó điều chỉnh cho hai mạch cộng hưởng hoàn toàn đối xứng, nên ít được dùng.

c) Tách sóng tần số dùng mạch cộng hưởng ghép.



Hình 6.40. Sơ đồ bộ tách sóng tần số dùng mạch cộng hưởng ghép (a);

Đặc tuyến truyền đạt của bộ tách sóng (b).

Mạch điện bộ tách sóng tần số dùng mạch cộng hưởng ghép được biểu diễn trên hình 6.40. Mạch làm việc theo nguyên tắc chuyển biến thiên tần số thành biến thiên về pha, sau đó thực hiện tách sóng pha nhờ bộ tách sóng biên độ.

Tín hiệu điều tần một mặt được ghép qua biến áp đưa đến khung dao động thứ cấp, một mặt được ghép qua tụ C_{gh} . Do đó điện áp đặt lên các diode D_1, D_2 lần lượt là:

$$U_{D1} = U_1 + U_{21} \quad (6.105a)$$

$$U_{D2} = U_1 + U_{22} \quad (6.105b)$$

Ta phân biệt 3 trường hợp:

+ Khi tần số tín hiệu vào $f = f_o$ (đồ thị vectơ hình 6.41), trong đó f_o là tần số cộng hưởng của mạch cộng hưởng sơ cấp và thứ cấp, dòng điện qua điện cảm chậm pha so với U_1 một góc 90° và được xác định như sau:

$$I_{1L} = \frac{U_1}{j\omega L_1} \quad (6.106)$$

I_{1L} gây ra trong cuộn dây thứ cấp L_2 một sức điện động:

$$E_M = j\omega M I_{1L} \quad (6.107)$$

Giả thiết $M > 0$, khi đó E_M sớm pha so với I_{1L} một góc 90° . E_M sinh ra dòng điện I_2 trong mạch cộng hưởng thứ cấp. Vì $f = f_o$ tần số cộng hưởng, mạch cộng hưởng thứ cấp là thuần trở, nên I_2 đồng pha với E_M .

$$I_2 = \frac{E_M}{r^2} \quad (6.108)$$

r_2 là điện trở tổn hao của mạch cộng hưởng thứ cấp. Điện áp U_{21} và U_{22} ngược pha với nhau, và lệch pha so với I_2 là $\pm 90^\circ$. Vì U_{D1} và U_{D2} có biên độ như nhau nên điện áp ra:

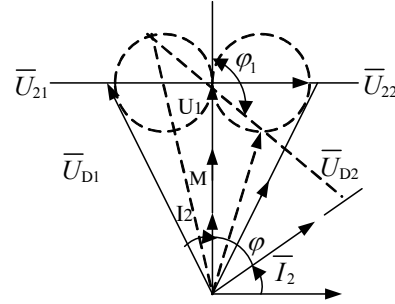
$$u_s = K_{TS}(U_{D1} - U_{D2}) = 0$$

+ Trường hợp $f > f_o$ (đường đứt nét) trên đồ thị vectơ hình 6.41. Mạch cộng hưởng thứ cấp mang tính chất điện cảm, nên I_2 chậm pha so với E_M một góc $\varphi < 90^\circ$. U_{21} và U_{22} ngược pha nhau và vuông góc với I_2 . Giữa U_1 và U_{21} , U_{22} có góc lệch pha lần lượt là φ_1 và $\pi - \varphi_1$. Tần số tín hiệu vào càng lệch khỏi tần số cộng hưởng trung tâm f_o thì biên độ của $|U_{D1}|$ càng lớn hơn biên độ của $|U_{D2}|$, do đó trị số điện áp ra u_s càng lớn.

+ Trường hợp $f < f_o$ thì mạch thứ cấp mang tính chất điện dung, nên I_2 sớm pha hơn E_M , do đó $|U_{D1}| < |U_{D2}|$ và $u_s < 0$.

Tóm lại khi tần số tín hiệu vào thay đổi thì đầu nút các vectơ U_{D1} và U_{D2} di chuyển trên các vòng tròn 1 và 2 trên hình 6.41 làm cho điện áp ra thay đổi về trị số và cực tính. Trị số điện áp ra đặc trưng cho độ lệch tần số của tín hiệu vào so với tần số trung tâm f_o , còn cực tính của điện áp ra cho biết tần số tín hiệu vào lệch khỏi tần số trung tâm về phía nào (lớn hơn hay nhỏ hơn f_o).

Tính toán cụ thể, sẽ nhận được đặc tuyến truyền đạt của bộ tách sóng như biểu diễn trên hình 6.40.a. Trong đó $\xi = 2Q \frac{\omega - \omega_o}{\omega_o}$ đặc trưng cho độ lệch tần số so với tần số trung tâm và được gọi là độ lệch tần số tương đối, U_o là trị số chuẩn hóa của điện áp ra; $\beta = k/Q$ là hệ số ghép giữa hai



Hình 6.41. Đồ thị vectơ các dòng điện và điện áp vào của bộ tách sóng tần số dùng mạch cộng hưởng ghép

218

$$\text{Hay} \quad u_s = \frac{U_o}{2} \cdot \frac{\frac{u_{s1}}{u_{s2}} - 1}{\frac{u_{s1}}{u_{s2}} + 1} \quad (111)$$

Khi $U_o = \text{const}$, điện áp ra chỉ phụ thuộc vào tỉ số $\frac{u_{s1}}{u_{s2}}$; hơn nữa u_{s1} và u_{s2} giống như bộ tách sóng dùng mạch cộng hưởng ghép phụ thuộc vào biến thiên tần số ở đầu vào. Vì vậy bộ tách sóng tỉ số không có phản ứng đối với các biến thiên về biên độ ở đầu vào và tránh được nhiễu biên độ.

TRỘN TẦN

7.1. Cơ sở lý thuyết về trộn tần

7.1.1. Khái niệm chung

Trộn tần là quá trình khi tác động hai tín hiệu tới lối vào của mạch thì trên đầu ra của nó nhận được tín hiệu có các thành phần tần số bằng tổng hoặc hiệu tần số của hai tín hiệu đó. Thông thường một trong hai tín hiệu vào là tín hiệu đơn âm (có một vạch phổ), tín hiệu đó gọi là tín hiệu ngoại sai có tần số là f_{nS} (sai lệch với tín hiệu kia một giá trị gọi là một tần số trung gian f_{tg}). Tín hiệu còn lại là tín hiệu hữu ích (mang tin tức) với tần số là f_{th} cố định hoặc là biến thiên trong một phạm vi nào đó. Tín hiệu có tần số mong muốn được tách ra nhờ một bộ lọc, tần số của nó thường được gọi là tần số trung gian f_{tg} .

Cũng như trong điều biên, để trộn tần có thể dùng các phần tử phi tuyến hoặc các phần tử tuyến tính tham số.

Trộn tần thường được dùng trong máy thu đổi tần. Trong trong máy thu đổi tần bộ tạo dao động ngoại sai được đồng chuẩn với tín hiệu cao tần mang tin tức thu được sao cho $f_{tg} = f_{nS} - f_{bh} = const$. Hai tín hiệu này được đưa vào bộ trộn tần, lối ra của bộ trộn tần được tín hiệu, mà tần số bằng tổng, hiệu tần số của hai tín hiệu vào. Nhờ mạch lọc của bộ trộn tần ta thu được tín hiệu có tần số trung gian mang tin tức f_{tg} . Sau đó được khuếch đại bằng các tầng khuếch đại cộng hưởng (có tần số cộng hưởng bằng tần số trung gian f_{tg}). Trộn tần còn được dùng trong các hệ thống thông tin định hướng, trong các bộ tổng hợp tần số ...

Có thể phân loại mạch trộn tần theo nhiều cách:

+ Phân loại theo phần tử tích cực được dùng để trộn tần, người ta phân biệt trộn tần dùng phần tử tuyến tính tham số (mạch nhân) và trộn tần dùng phần tử phi tuyến (diode, transistor lưỡng cực BJT, transistor trường FET ...).

+ Có thể coi bộ trộn tần là hệ thống tuyến tính tham số là vì quá trình trộn tần thường được thực hiện với điều kiện $U_{th} \ll U_{nS}$. Lúc đó với tín hiệu hữu ích nhỏ, đặc tuyến Von-Ampe của phần tử trộn tần có thể coi là thẳng, còn dưới tác dụng của điện áp ngoại sai lớn, điện dẫn của phần tử tuyến tính thay đổi. Như vậy đối với tín hiệu phần tử trộn tần là một hệ thống tuyến tính.

+ Cũng có thể phân loại theo sơ đồ trộn tần (trộn tần diode, trộn tần transistor ...) hoặc theo cách chuyển phổ về phía tần số cao hoặc chuyển phổ về phía tần số thấp tùy thuộc vào vị trí tương đối giữa tần số tín hiệu f_{th} ở đầu vào và tần số trung gian f_{tg} ở đầu ra. Giả thiết đặc tuyến của phần tử phi tuyến được biểu diễn theo chuỗi Taylor sau đây:

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \dots + a_n u^n + \dots \quad (7.1)$$

trong đó u là điện áp đặt lên phần tử phi tuyến được dùng để trộn tần.

Trong trường hợp này $u = u_{nS} + u_{th}$, trong đó:

$$u_{nS} = U_{nS} \cos \omega_{nS} t$$

$$u_{th} = U_{th} \cos \omega_{th} t$$

Thay vào biểu thức 7.1 ta có:

$$i = a_0 + a_1(U_{nS} \cos \omega_{nS} t + U_{th} \cos \omega_{th} t) + \frac{a_2}{2}(U_{nS}^2 + U_{th}^2) + \frac{a_2}{2}(U_{nS}^2 \cos 2\omega_{nS} t + U_{th}^2 \cos 2\omega_{th} t) + a_2 U_{nS} U_{th} [\cos(\omega_{nS} + \omega_{th})t + \cos(\omega_{nS} - \omega_{th})t] + \dots \quad (7.2)$$

Vậy tín hiệu ra gồm thành phần một chiều, thành phần cơ bản ω_{nS} , ω_{th} , các thành phần tổng và hiệu $\omega_{nS} \pm \omega_{th}$ và các thành phần bậc cao $2\omega_{nS}$, $2\omega_{th}$. Tính các vế tiếp theo của biểu thức 7.2 ta thấy trong dòng điện ra còn có các thành phần bậc cao:

$$\omega = |\pm n\omega_{nS} \pm m\omega_{th}|.$$

trong đó m, n là những số nguyên, dương.

Nếu trên đầu ra bộ trộn tần, lấy tín hiệu có tần số $\omega = \omega_{nS} \pm \omega_{th}$, nghĩa là chọn m, n = 1 thì có trộn tần đơn giản. Trong trường hợp chọn m, n > 1 thì có trộn tần tổ hợp.

Thông thường người ta hay dùng trộn tần đơn giản. Trong đoạn sóng met và deximet để nâng cao độ ổn định tần số ngoại sai và giảm ảnh hưởng tương hỗ giữa mạch ngoại sai và mạch tín hiệu, người ta có thể dùng trộn tần tổ hợp với tần số tín hiệu ra:

$$\omega = n\omega_{nS} - \omega_{th} \quad (n \geq 2)$$

7.1.2. Các tham số cơ bản

Dòng điện ra và dòng điện vào của bộ trộn tần phụ thuộc vào tất cả các điện áp đặt lên nó, vì vậy ta có thể viết:

$$i = f(u_{nS}, u_{th}, u_{tg}) \quad (7.3)$$

Trong đó:

$$u_{nS} = U_{nS} \cos \omega_{nS} t$$

$$u_{th} = U_{th} \cos \omega_{th} t$$

$$u_{tg} = U_{tg} \cos \omega_{tg} t.$$

Thường U_{th} và $U_{tg} \ll U_{nS}$ nên có thể biểu diễn gần đúng dòng điện ra theo chuỗi Taylor như sau: (chỉ lấy các số hạng bậc nhất):

$$i_r = f(u_{nS}) + \frac{\partial f(u_{nS})}{\partial u_{th}} u_{th} + \frac{\partial f(u_{nS})}{\partial u_{tg}} u_{tg} = i_{nS} + S(u_{nS}) u_{th} + g(u_{nS}) u_{tg} \quad (7.4)$$

Vì u_{nS} là tín hiệu tuần hoàn theo thời gian nên i_{nS} , $S(u_{nS})$ và $g(u_{nS})$ cũng tuần hoàn theo thời gian. Tuy nhiên nó là kết quả của quá trình u_{nS} tác động lên phần tử phi tuyến, nên ngoài thành phần bậc nhất đối với tần số ngoại sai, còn có các thành phần bậc cao khác, do đó ta có:

$$\begin{aligned}
i_{nS}(u_{nS}) &= I_o + I_1 \cos \omega_{nS} t + I_2 \cos 2\omega_{nS} t + \dots \\
S(u_{nS}) &= S_o + S_1 \cos \omega_{nS} t + S_2 \cos 2\omega_{nS} t + \dots \\
g_i(u_{nS}) &= G_{io} + G_{i1} \cos \omega_{nS} t + G_{i2} \cos 2\omega_{nS} t + \dots
\end{aligned}$$

Thay vào biểu thức 7.4 ta nhận được:

$$\begin{aligned}
i_r &= \sum_{n=0}^{\infty} I_n \cos n\omega_{nS} t + U_{th} \cos \omega_{th} t \sum_{n=0}^{\infty} S_n \cos n\omega_{nS} t + U_{tg} \cos \omega_{tg} t \sum_{n=0}^{\infty} G_{in} \cos n\omega_{nS} t \\
i_r &= \sum_{n=0}^{\infty} I_n \cos n\omega_{nS} t + \frac{1}{2} U_{th} \sum_{n=0}^{\infty} S_n [\cos(n\omega_{nS} + \omega_{th})t + \cos(n\omega_{nS} - \omega_{th})t] + \\
&\quad + \frac{1}{2} U_{tg} \sum_{n=0}^{\infty} G_{in} [\cos(n\omega_{nS} + \omega_{tg})t + \cos(n\omega_{nS} - \omega_{tg})t]
\end{aligned} \tag{7.5}$$

Vậy trong dòng điện ra có các thành phần tần số $n\omega_{nS} \pm \omega_{th}$, $\omega_{nS} \pm \omega_{th}$, $n\omega_{nS}$, nếu lấy số hạng bậc cao của chuỗi Taylor con thì trong dòng điện còn có thành phần $n\omega_{th}$, $n\omega_{tg}$, $n\omega_{nS} \pm \omega_{th}$ và $n\omega_{nS} \pm \omega_{tg}$ với $n > 1$.

Giả thiết chọn:

$\omega_{tg} = n\omega_{nS} - \omega_{th}$ thì từ biểu thức 7.5 ta có:

$$i_{tg} = \frac{1}{2} U_{th} S_n \cos \omega_{tg} t + U_{tg} G_{in} \cos \omega_{tg} t \tag{7.6}$$

Tải của bộ trộn tần được điều chỉnh cộng hưởng ở tần số trung gian, nên chỉ có thành phần tần số trung gian có biên độ lớn trên tải. Khi đó biên độ của dòng với tần số trung gian

$$I_{tg} = \frac{1}{2} S_n U_{th} + G_{in} U_{tg} \tag{7.7}$$

Biểu thức 7.7 được gọi là phương trình biến đổi thuận của bộ trộn tần, trong đó S_n là biên độ hài bậc n của hàm, $S = \frac{\partial f(u_{nS})}{\partial U_{th}}$ đặc trưng cho hiệu ứng biến đổi thuận của bộ trộn tần.

G_{io} là thành phần một chiều của hàm, $g_i = \frac{\partial f(u_{nS})}{\partial u_{th}}$ đặc trưng cho sự thay đổi điện dẫn trong các bộ trộn tần đối với thành phần tần số trung gian.

Tương tự như trên dòng điện vào cũng là hàm phụ thuộc vào u_{nS} , u_{th} , u_{tg} , với $U_{th}, U_{tg} \ll U_{nS}$, ta có:

$$I_{th} = \frac{1}{2} S_{ngn} U_{th} + G_{y0} U_{th} \tag{7.8}$$

Biểu thức 7.8 gọi là phương trình biến đổi ngược của bộ trộn tần, đặc trưng cho hiện tượng hồi tiếp dương về điện áp trong bộ trộn tần.

Trong biểu thức (7.8) thì S_{ngn} là biên độ thành phần bậc n của hàm biến đổi ngược. G_{y0} là

thành phần một chiều của điện dẫn vào $g_v = \frac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{th}}$ đặc trưng cho sự thay đổi điện dẫn vào của bộ trộn tần.

Từ các biểu thức trên có thể suy ra các biểu thức định nghĩa về các tham số cơ bản của bộ trộn tần như sau:

+ Hồ dẫn trộn tần:

$$S_{tt} = \left. \frac{I_{tg}}{U_{th}} \right|_{U_{tg}=0} = \frac{1}{2} S_n \quad (7.9)$$

+ Điện dẫn trong của bộ trộn tần:

$$G_{itt} = \left. \frac{I_{tg}}{U_{tg}} \right|_{U_{th}=0(u_{tg})} = G_{io} \quad (7.10)$$

+ Hệ số khuếch đại tĩnh:

$$\mu_{tt} = \frac{U_{tg}}{U_{th}} = \frac{I_{tg}/G_{itt}}{I_{tg}/S_{tt}} = S_{tt} R_{itt} \quad (7.11)$$

+ Hồ dẫn trộn tần ngược:

$$S_{tng} = \left. \frac{I_{th}}{U_{tg}} \right|_{U_{th}=0} = \frac{1}{2} S_{nng} \quad (7.12)$$

+ Điện dẫn trong khi có hiện tượng trộn tần ngược:

$$G_{ing} = \left. \frac{I_{th}}{U_{th}} \right|_{U_{tg}=0} = G_{vo} \quad (7.13)$$

+ Hệ số khuếch đại tĩnh khi đổi tần ngược:

$$\mu_{ng} = \frac{U_{th}}{U_{tg}} = S_{tng} R_{ing} \quad (7.14)$$

Từ định nghĩa các tham số trên đây, có thể viết lại các biểu thức (7.7) và (7.8) như sau:

$$I_{tg} = S_{tt} U_{th} + G_{in} U_{tg} \quad (7.15)$$

$$I_{th} = S_{tng} U_{tg} + G_{vo} U_{th} \quad (7.16)$$

Hệ phương trình gồm (7.15) và (7.16) tương đương với phương trình dẫn nạp của một tứ cực. Từ hệ phương trình có thể suy ra sơ đồ tương đương của nó.

7.2. Mạch trộn tần

7.2.1. Mạch trộn tần dùng diode

Mạch trộn tần dùng diode được ứng dụng rộng rãi ở mọi tần số, đặc biệt là phạm vi tần số cao (trên 1 GHz). Mạch trộn tần dùng diode có nhược điểm là suy giảm tín hiệu.

Tương tự như các mạch điều biên, mạch trộn tần gồm có: mạch trộn tần đơn, mạch trộn tần cân bằng và mạch trộn tần vòng. Nhưng đặc điểm là lối ra của mạch trộn tần đều có mạch lọc LC, để lọc lấy thành phần tần số trung gian f_{tg} . Sơ đồ mạch trộn tần đơn dùng diode được trình bày trên

hình 7.1. Diode, mạch tín hiệu, mạch ngoại sai và mạch trung gian mắc nối tiếp với nhau .

Trong sơ đồ diode D là phần tử phi tuyến, đặc tuyến của nó được biểu diễn theo chuỗi Taylor.

$$i = a_o + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + \dots$$

Ở đây $u = u_{th} + u_{ns}$

Ta có:

$$i = a_o + a_1 (u_{th} + u_{ns}) + a_2 (u_{th} + u_{ns})^2 + \dots$$

$$i = a_o + a_1 u_{th} + a_1 u_{ns} + a_2 u_{th}^2 + a_2 u_{ns}^2 + 2a_2 u_{th} u_{ns} + \dots \quad (7.17)$$

Trong biểu thức 7.17 ta chú ý đến số hạng $2a_2 u_{th} u_{ns}$ và đặt $I = 2a_2 u_{th} u_{ns}$, khi đó:

$$I = 2a_2 U_{th} \sin \omega_{th} + U_{ns} \sin \omega_{ns} + \dots$$

$$I = a_2 U_{th} U_{ns} [\cos(\omega_{ns} + \omega_{th})t - \cos(\omega_{ns} - \omega_{th})t].$$

Vậy dòng điện ra của bộ trộn tần chứa hai thành phần $\omega_{ns} + \omega_{th}$ và $\omega_{ns} - \omega_{th}$. Các thành phần còn lại có phổ là ω_{ns} , $2\omega_{ns}$, ω_{th} , $2\omega_{th}$...

Nếu là khung cộng hưởng LC mắc song song có tần số cộng hưởng:

$$\omega_{ch} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_{ns} - \omega_{th} \quad (7.19)$$

thì trên khung chỉ tồn tại thành phần phổ tương ứng $(\omega_{ns} - \omega_{th})$ và

$$U_r = Z_{td} a_2 U_{th} U_{ns} \cos(\omega_{ns} - \omega_{th})t \quad (7.20)$$

Z_{td} là trở kháng cộng hưởng của khung cộng hưởng mắc song song LC ở lối ra của bộ trộn tần.

Ở đây cần có điều kiện $(\omega_{ns} - \omega_{th})$ phải cách xa ω_{ns} và ω_{th} một khoảng lớn hơn giải thông của khung. Có như vậy thì ω_{ns} và ω_{th} mới không lọt tới lối ra của bộ trộn tần.

Nếu u_{th} là tín hiệu điều biên, thì u_r vẫn là tín hiệu điều biên, chỉ khác tần số là $\omega_{ig} = \omega_{ns} - \omega_{th}$.

Trường hợp tín hiệu điều chế là âm thanh thì: $2\Delta\omega = 2\Omega$ vào khoảng 20KHz. Tần số trung tần của máy thu điều biên qui định là 465KHz, khi đó có thể suy ra giá trị của độ phẩm chất Q.

$$Q = \frac{\omega_{ig}}{2\Delta\omega} = \frac{\omega_{ns} - \omega_{th}}{2\Delta\omega} = \frac{465}{20} \approx 23.$$

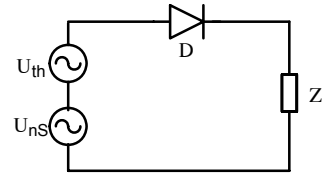
Đối với tín hiệu điều tần, bề rộng của phổ lớn đến hàng trăm KHz. Chính vì vậy mà tần số trung tần với tín hiệu điều tần FM qui định là 2MHz.

7.2.2. Mạch trộn tần dùng phần tử khuếch đại

Để trộn tần có thể dùng transistor lưỡng cực, transistor trường và khuếch đại thuật toán. Đặc điểm chung của hệ trộn tần loại này là còn khuếch đại tín hiệu.

1. Mạch trộn tần dùng transistor

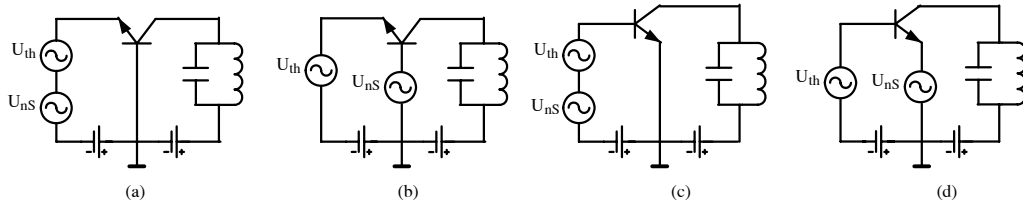
Mạch trộn tần dùng transistor có thể mắc theo sơ đồ base chung hoặc emitter chung. Sơ đồ base chung được dùng trong phạm vi tần số cao và siêu cao, vì tần số giới hạn của nó cao.



Hình 7.1. Bộ trộn tần dùng diode

Tuy nhiên, sơ đồ base chung có hệ số truyền đạt của bộ trộn tần thấp hơn so với sơ đồ emitter chung. Các tham số của sơ đồ trộn tần phụ thuộc vào điểm làm việc, vào độ lớn của điện áp ngoại sai và vào tham số của transistor. Vì nguyên tắc có thể phân biệt sơ đồ trộn tần dùng transistor đơn, đẩy kéo.

Trên hình 7.2 một số cách mắc sơ đồ nguyên lý bộ trộn tần dùng transistor đơn.



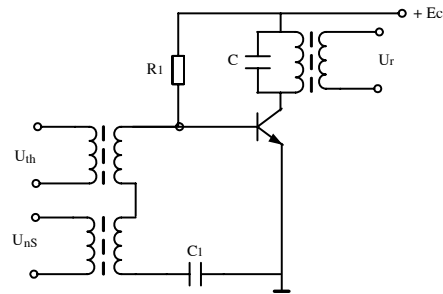
Hình 7.2. Sơ đồ nguyên lý bộ trộn tần dùng transistor đơn:

Sơ đồ base chung với điện áp ngoại sai đặt vào emitter (a); sơ đồ bazơ chung với điện áp ngoại sai đặt vào base (b); sơ đồ emitter chung với điện áp ngoại sai đặt vào base (c); sơ đồ emitter chung với điện áp ngoại sai đặt vào emitter (d).

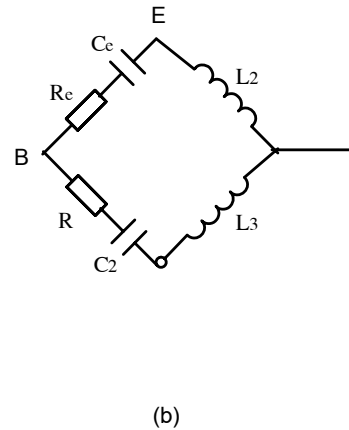
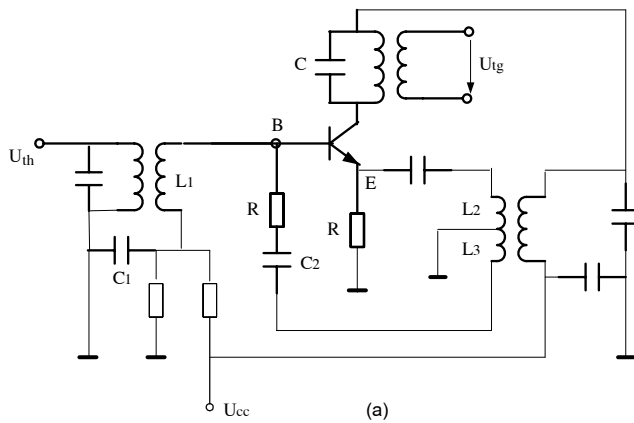
Trên cơ sở các sơ đồ nguyên lý đó, người ta thiết kế nhiều loại sơ đồ thực tế khác nhau. Hình 7.3 trình bày sơ đồ nguyên lý bộ trộn tần dùng transistor.

Trong mạch hình 7.3. Tín hiệu cao tần đã điều chế u_{th} và tín hiệu ngoại sai cùng đưa vào base của transistor.

Một số trường hợp người ta thực hiện mạch trộn tần tự dao động được biểu diễn trên hình 7.4.



Hình 7.3. Mạch đổi tần dùng transistor.



Hình 7.4. Tầng trộn tần tự dao động.

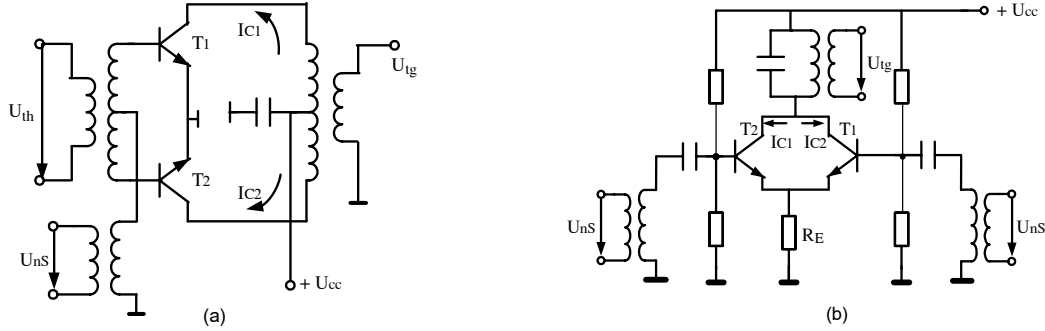
Transistor vừa làm nhiệm vụ trộn tần vừa tạo dao động ngoại sai. Điện áp ngoại sai được tạo lên nhờ quá trình hồi tiếp dương về emitter qua cuộn dây L_2 và L_3 . Điện áp tín hiệu u_{th} được đặt vào base qua biến áp vào. C_1 và L_1 tạo thành mạch cộng hưởng nối tiếp với tần số trung gian. Nhờ đó điện áp của tần số trung gian bị ngắn mạch ở đầu vào, do đó loại trừ được hiện tượng trộn tần

ngược. Để tránh ảnh hưởng tương hỗ giữa điện áp tín hiệu và điện áp ngoại sai, người ta kết cấu mạch dưới dạng một sơ đồ cầu (hình 7.4b), trong đó R_e và C_e là phần tử kí sinh của mạch vào transistor.

Khi cầu cân bằng không còn sự liên kết giữa mạch tín hiệu và mạch ngoại sai nữa

Mạch trộn tần theo sơ đồ đẩy kéo được biểu diễn trên hình 7.5. Chúng có nhiều ưu điểm so với trộn tần đơn.

- Méo phi tuyến nhỏ (hài bậc chẵn bị triệt tiêu).
- Phổ tín hiệu ra hẹp.
- Ảnh hưởng tương hỗ giữa mạch tín hiệu và mạch ngoại sai ít.
- Khả năng xuất hiện điều chế giao thoa thấp.



Hình 7.5. Mạch trộn tần đẩy kéo: (a) Sơ đồ nguyên lý của mạch trộn tần đẩy kéo;

(b) Mạch trộn tần đẩy kéo dùng transistor có mạch emitter và base chung.

Vì những ưu điểm đó, nên loại mạch này hay được dùng trong bộ trộn tần của máy phát.

Sơ đồ hình 7.5(a) hai transistor làm việc ở chế độ B. Do cách mắc mạch nên điện áp đặt vào transistor T_1 và T_2 lần lượt là:

$$u_1 = u_{nS} + u_{th} \text{ và } u_2 = u_{nS} - u_{th}$$

Do mạch ra được mắc đẩy kéo nên dòng điện ra:

$$i_C = i_{C1} + i_{C2}$$

với
$$i_{C1} = a_0 + a_1(u_{nS} + u_{th}) + a_2(u_{nS} + u_{th})^2 + \dots$$

$$i_{C2} = a_0 + a_1(u_{nS} - u_{th}) + a_2(u_{nS} - u_{th})^2 + \dots$$

Ta có
$$i_C = 2a_1u_{th} + 4a_2u_{nS}u_{th} + 2a_3u_{th}^3 + 6a_3u_{nS}u_{th}^3 + \dots$$

Trong đó
$$u_{nS} = U_{nS} \cos \omega_{nS}t$$

$$u_{th} = U_{th} \cos \omega_{th}t.$$

Biến đổi biểu thức trên ta thấy trong dòng điện ra có các thành phần tần số ω_{th} , $3\omega_{th}$, $3\omega_{nS} \pm \omega_{th}$ và $2\omega_{nS} \pm \omega_{th}$.

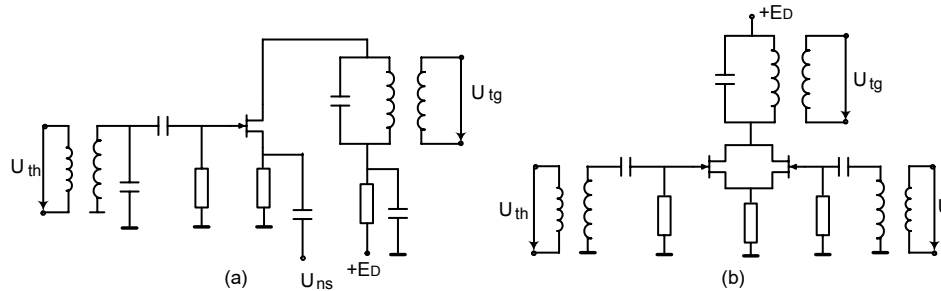
Trên hình 7.5(b) là sơ đồ trộn tần đẩy kéo thực tế. Trong sơ đồ này không cần nối đất giữa mạch vào và mạch ra, nên kết cấu đơn giản hơn. Đặc điểm của sơ đồ các emitter và collector của hai transistor nối với nhau.

Mạch lọc ở trên hai transistor, lọc lấy thành phần mong muốn $\omega_{lg} = \omega_{ns} - \omega_{th}$.

2. Mạch trộn tần dùng transistor trường

Khác với transistor lưỡng cực, transistor trường có đặc điểm là quan hệ giữa dòng ra (dòng cực máng) I_D và điện áp vào u_{GS} là quan hệ bậc hai, nên khi dùng để trộn tần sẽ giảm các thành phần phổ ở đầu ra và hạn chế được hiện tượng giao thoa điều chế giao thoa. Ngoài ra dùng transistor trường để trộn tần sẽ giảm được tạp âm và tăng được dải động của tín hiệu vào.

Hình 7.6 trình bày các sơ đồ trộn tần dùng transistor trường.



Hình 7.6. Sơ đồ trộn tần dùng transistor trường.

(a) Sơ đồ trộn tần đơn với cực nguồn chung; (b) Sơ đồ đẩy kéo cực nguồn chung.

Nguyên lý làm việc của chúng hoàn toàn giống cách dùng transistor lưỡng cực.

7.3. Vòng khóa pha PLL (Phase Locked Loop)

7.3.1. Khái niệm về vòng khóa pha

Vòng khóa pha còn có tên gọi khác: vòng bám pha hoặc vòng giữ pha là hệ thống có hồi tiếp để khống chế tần số và pha của tín hiệu ở đầu ra phù hợp với tần số và pha của tín hiệu ở đầu vào.

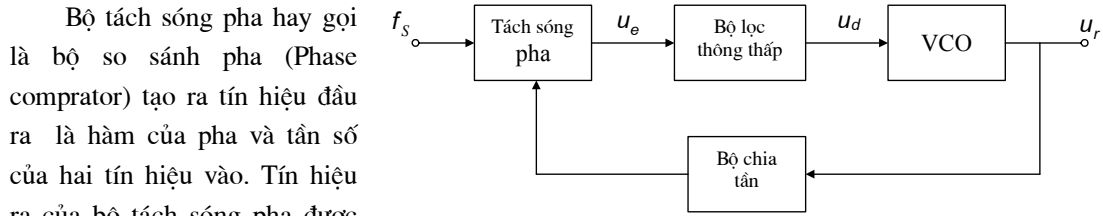
Dạng tín hiệu ở đầu vào có nhiều loại khác nhau, bao gồm loại hình sin, xung, hoặc các dạng tín hiệu trong điều chế số. Kỹ thuật khóa pha được ứng dụng lần đầu tiên vào năm 1932 trong hệ thống tách đồng bộ của các tín hiệu.

Bắt đầu vào năm 1960, các chương trình vệ tinh NASA đã sử dụng kỹ thuật tách pha để xác định tần số tín hiệu truyền qua vệ tinh. Mặc dù sự truyền tin được thiết kế tại tần số 108MHz, sự trôi dao động cao tần và dịch chuyển Doppler gây ra sai lệch một vài kHz trong tín hiệu thu. Tín hiệu truyền có độ rộng băng thông rất hẹp, nhưng do sự trôi tần số nên máy thu cần thiết có băng thông rộng hơn nhiều. Kết quả là công suất nhiễu tăng lên, vì công suất nhiễu của bộ thu tỉ lệ với độ rộng băng thông. Tuy nhiên hệ thống thông tin vệ tinh được cải thiện bằng việc sử dụng vòng khóa pha để khống chế tần số truyền, và vì vậy cho phép một độ rộng băng thông bộ thu hẹp hơn, và công suất nhiễu đầu ra ít hơn.

Vòng khóa pha có hai loại: tương tự và số, nhưng phần lớn được thiết kế gồm cả hai loại này. Một số tác giả gọi vòng khóa pha số khi chúng có chứa một hoặc nhiều linh kiện số. Chúng ta gọi là vòng khóa pha số (DP.LL – Digital Phase Locked Loop), khi PLL chứa tất cả các phần tử đều là dạng số.

Một số ứng dụng quan trọng của vòng khóa pha là : điều chế, giải điều chế tần số (FM), giải điều chế FSK, giải mã âm tần, nhân tần, đồng bộ xung đồng hồ, tổ hợp tần số.

Hình 7.7 trình bày cấu trúc cơ bản của vòng khóa pha.



Hình 7.7. Sơ đồ khối của vòng khóa pha.

bởi mạch lọc thông thấp (Low Pass Filter). Thành phần một chiều từ bộ lọc thông thấp (tỉ lệ với tín hiệu vi sai) đưa vào điều khiển bộ dao động được điều khiển bằng điện áp (VCO – Voltage Controlled Oscillator). Tín hiệu hồi tiếp về bộ tách sóng pha chỉnh tín hiệu từ VCO qua bộ chia tần (hệ số chia N).

Điện áp điều khiển VCO, u_d tác động vào VCO để thay đổi tần số sao cho giảm sự khác biệt giữa tần số tín hiệu vào và tần số đầu ra của bộ chia.

Hiện nay vòng khóa pha vi mạch họ CMOS CD-4046 được ứng dụng rất rộng rãi. Công suất tiêu thụ của vi mạch này rất nhỏ, do tiêu thụ rất ít năng lượng điện nên vi mạch này được dùng trong các thiết bị viễn thông xách tay, dùng pin ...

Khi không có tín hiệu vào vòng bám pha, điện áp ở lối ra của bộ so sánh pha $u_{e(t)}$ bằng $1/2$ điện áp nguồn nuôi một chiều, điện áp ở lối ra của $u_{d(t)}$ có giá trị bằng $u_{e(t)}$. Mạch phát xung tần số được điều khiển bằng điện áp VCO phát ra xung tần số riêng f_o gọi là tần số dao động trung tâm (Center Frequency). Khi có tín hiệu đưa vào hệ thống PLL, bộ so pha sẽ so sánh pha và tần số của tín hiệu và tín hiệu ra của VCO, tạo ra ở lối ra của nó một điện áp tỉ lệ với sự lệch pha và tần số của hai tín hiệu vào. Điện áp này được lọc qua bộ lọc thông thấp đưa tới lối vào điều khiển VCO. Điện áp điều khiển làm thay đổi tần số của VCO giảm bớt sự khác nhau về tần số giữa tín hiệu vào và tín hiệu ra của VCO. Nếu hiệu tần số f_s của tín hiệu vào và f_{VCO} nằm trong dải truyền của bộ lọc thông thấp sẽ xảy ra hiện tượng đồng bộ hay bắt chấp với tín hiệu vào. Sau khi bắt chấp tần số f_{VCO} bằng tần số tín hiệu vào, tuy nhiên vẫn có độ lệch pha nào đó. Sự khác biệt về pha là cần thiết, vì nó tạo nên điện áp ở lối ra của bộ so pha $u_{e(t)}$ để điều khiển VCO phát xung ở tần số tín hiệu vào f_s , như vậy PLL ở trạng thái giữ chấp tần số. Đương nhiên, không phải với tín hiệu vào nào, PLL cũng bắt chấp tần số, mà chỉ có tín hiệu vào tần số ở trong một dải hữu hạn nào đó gần với f_o thì PLL mới bắt chấp được. Dải tần số mà PLL duy trì được tình trạng chấp tần số với tín hiệu lối vào được gọi là dải giữ chấp (Lock range) hay là dải bám của hệ thống PLL. Dải tần số trên đó hệ thống PLL có thể bắt chấp một tín hiệu vào gọi là dải bắt chấp (Capture range). Dải bắt chấp bao giờ cũng nhỏ hơn dải giữ chấp.

Chúng ta có thể dùng một cách khác để miêu tả hoạt động của PLL. Bộ so sánh pha thực chất là mạch nhân, nó trộn tín hiệu vào và tín hiệu VCO, sự trộn này tạo ra tần số bằng tổng và hiệu của hai tần số ở hai lối vào $f_s \pm f_{VCO}$. Khi mạch ở trạng thái chấp thì hiệu tần số $f_s - f_{VCO} = 0$. Khi đó

điện áp ở lối vào điều khiển ở mức giữa của điện áp nguồn nuôi (bộ so pha không tác động). Bộ lọc thông thấp loại bỏ thành phần tần số tổng (vì nó nằm ngoài dải truyền của bộ lọc). Cần chú ý rằng, dải giữ chặt độc lập với dải tần số của bộ lọc thông thấp, vì rằng khi mạch ở trạng thái giữ chặt hiệu tần số bằng không.

Sau đây chúng ta sẽ nghiên cứu các hiện tượng quan trọng trong PLL là bắt chặt và giữ chặt. Khi mạch chưa ở trạng thái chặt, bộ so pha trộn tín hiệu vào và tín hiệu ra của VCO để tạo ra thành phần tần số tổng và hiệu của hai tín hiệu đó. Nếu thành phần tần số hiệu nằm ngoài dải truyền của bộ lọc thông thấp thì nó bị loại bỏ cùng thành phần tần số tổng, do đó trong mạch không có thông tin nào truyền qua mạch lọc thông thấp để điều khiển VCO, do đó VCO phát xung với tần số trung tâm ban đầu f_o . Khi tần số tín hiệu vào tiến gần đến tần số trung tâm f_o của VCO, thì tần số hiệu giảm xuống tiến gần đến biên dải tần của bộ lọc thông thấp. Lúc đó một phần của thành phần tần số hiệu đi qua bộ lọc thông thấp điều khiển VCO phát tín hiệu ở tần số của tín hiệu vào theo hướng sao cho tần số hiệu giảm, cho phép nhiều thông tin đi qua bộ lọc thông thấp điều khiển VCO.

Dải bắt chặt là dải tần số lân cận tần số dao động tự do ban đầu của VCO mà trên đó hệ PLL có thể bắt chặt với tín hiệu vào. Dải bắt chặt thể hiện, tần số của tín hiệu vào phải tiến lại gần tần số của VCO như thế nào để tần số phát của VCO chuyển thành có cùng tần số với tín hiệu vào. Dải bắt chặt phụ thuộc vào dải tần của bộ lọc thông thấp và hệ số khuếch đại chung của hệ thống.

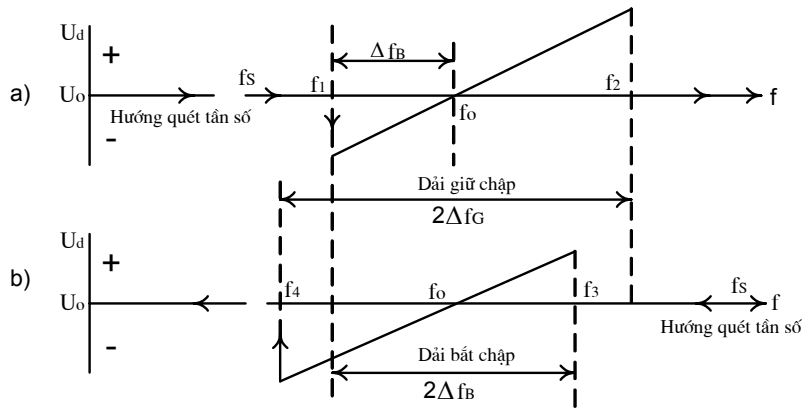
Dải giữ chặt là dải tần số ở lân cận tần số dao động tự do của VCO, mà trong đó mạch hồi tiếp có thể theo dõi tín hiệu vào sau khi đã chặt tần số. Khi mạch đã ở trạng thái chặt, thành phần tần số của tín hiệu ra bộ so pha $v_{e(t)}$ là dòng một chiều đi qua bộ lọc thông thấp. Như vậy dải giữ chặt được giới hạn bằng khoảng biến thiên của điện áp u_d đặt vào lối vào điều khiển VCO, tạo ra độ lệch tần tương ứng của VCO. Dải giữ chặt chủ yếu là thông số dòng một chiều và không chịu ảnh hưởng dải tần của bộ lọc thông thấp.

Chúng ta cần phân biệt dải bắt chặt và dải giữ chặt. Dải bắt chặt có thể có bất cứ giá trị nào trong phạm vi khoảng giữ chặt. Dải bắt chặt giảm khi dải tần số của bộ lọc thông thấp giảm. Trong khi đó dải giữ chặt không bị chi phối bởi bộ lọc thông thấp mà chỉ do hệ số khuếch đại của hệ, và dải biến đổi của điện áp một chiều u_d quyết định.

Hình 7.8 mô tả sự biến đổi tần số - điện áp của PLL.

Cho tín hiệu vào PLL, tần số của nó được quét từ từ trên một dải rộng (trục hoành). Trục tung là điện áp tương ứng u_d đặt vào lối vào điều khiển của VCO. Trên hình 7.8(a) tần số của tín hiệu tăng dần, điện áp $u_d = u_o$ không đổi, cho đến khi tần số tín hiệu vào $f_s = f_1$ tương ứng với biên dưới của vòng bắt chặt. Lúc đó hệ bắt chặt với tín hiệu vào và tạo ra bước nhảy điện áp u_d với dấu âm.

Sau đó VCO thay đổi tần số với hệ số góc bằng nghịch đảo của hệ số khuếch đại lối vào của VCO (1) và đi qua giá trị u_o khi $f_s = f_o$, tần số của tín hiệu ra của VCO, bám sát tần số tín hiệu vào đạt đến f_2 . Tương ứng với biên trên của khoảng giữ chặt. Khi đó hệ mất bám, điện áp u_d nhảy xuống bằng u_o , và tạo ra dao động tự do của VCO.



Hình 7.8. Đặc trưng biến đổi tần số - điện áp của PLL.

Nếu lại cho tần số tín hiệu quét theo chiều hướng giảm dần, thì quá trình lặp lại nhưng đảo ngược so với trước hình 7.8(b). Mạch bắt chấp tại tần số f_3 tương ứng với biên trên của dải bắt chấp và bám sát tần số tín hiệu vào, cho đến khi tần số tín hiệu vào bằng f_4 tương ứng với biên dưới của dải giữ chấp.

Như vậy dải giữ chấp của hệ là $(f_4 \div f_2)$ và dải bắt chấp $(f_1 \div f_3)$.

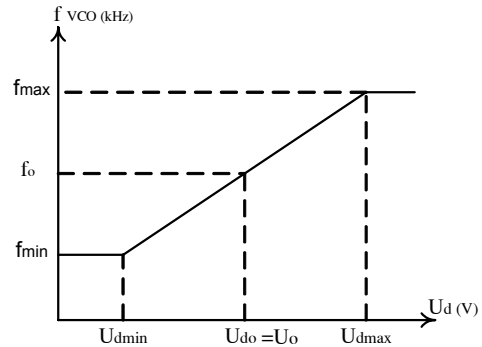
Do đặc tuyến biến đổi tần số - điện áp như trên của PLL có tính chọn lọc với tần số trung tâm f_o của VCO, nó chỉ phản ứng với những tần số tín hiệu vào sai lệch với f_o và Δf_B hoặc Δf_G .

$\Delta f_B = \frac{(f_3 - f_1)}{2}$ và $\Delta f_G = \frac{(f_2 - f_4)}{2}$, tùy theo mạch bắt đầu có hay không có điều kiện bắt chấp pha ban đầu.

Sự tuyến tính của đặc trưng biến đổi tần số sang điện áp của PLL, chỉ do hệ số biến đổi của VCO quyết định, do đó thường đòi hỏi VCO có đặc tính biến đổi điện áp sang tần số ở mức độ tuyến tính cao.

Hình 7.9 trình bày đường đặc trưng của sự phụ thuộc tần số phát của VCO vào điện áp điều khiển u_d , ở đây f_{\max} và f_{\min} tương ứng với tần số f_2 và f_4 , tần số giới hạn của dải giữ chấp:

$$2\Delta f_G = f_2 - f_4.$$

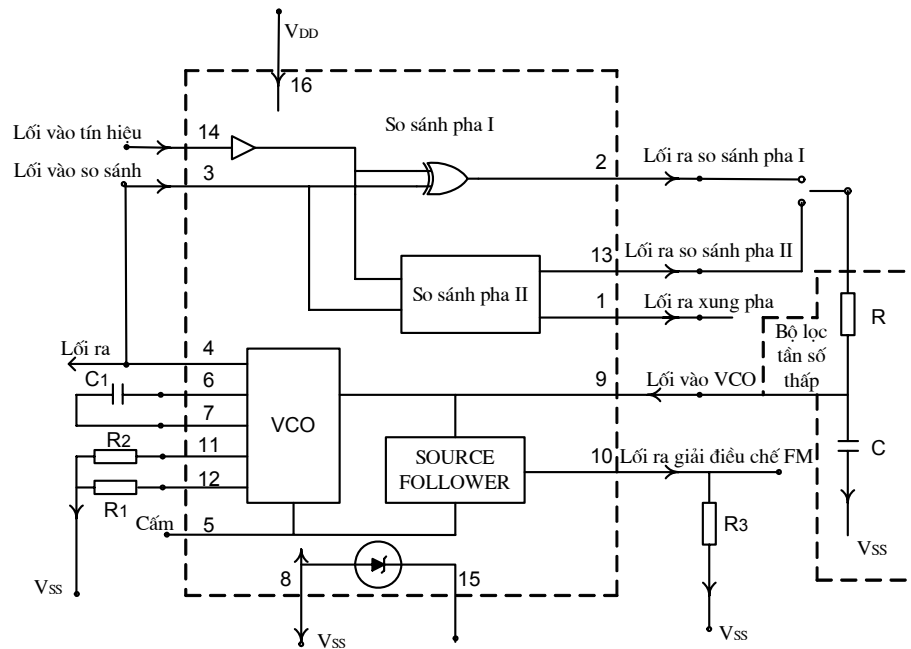


Hình 7.9. Sự phụ thuộc của tần số VCO vào điện áp điều khiển.

7.3.2. Các khối cơ bản của vòng khóa pha PLL

Hệ thống PLL gồm các khối cơ bản: Bộ tạo dao động có tần số điều khiển được (VCO, CCO), bộ tách sóng pha, bộ lọc thông thấp. Người ta thường căn cứ vào sơ đồ bộ tách sóng pha, và bộ lọc thông thấp để phân biệt các PLL với nhau. Tuy nhiên sơ đồ bộ tách sóng pha vẫn được coi là đặc trưng cơ bản nhất của PLL.

Hình 7.10 trình bày sơ đồ khối của CMOS PLL CD-4046.



Hình 7.10. Sơ đồ khối của vòng bảm pha CMOS PLL CD-4046.

CD-4046 là vi mạch đơn khối gồm 16 chân. Bao gồm: máy phát điều khiển bằng điện áp VCO công suất thấp, tuyến tính, và hai bộ so sánh pha có cùng bộ khuếch đại tín hiệu vào, cùng một lối vào so sánh. Diode ổn áp có điện áp $u_2 = 5,2V$ để tạo ra điện áp một chiều ổn định dùng để điều chỉnh nếu cần thiết. VCO được nối trực tiếp hoặc qua bộ chia tần tới bộ tách sóng pha. Bộ lọc thông thấp được nối ở mạch ngoài để có thể thay đổi cấu trúc của hệ trong từng ứng dụng cụ thể. Sau đây chúng ta xét các khối.

1. Bộ tách sóng pha (bộ so sánh pha)

Bộ tách sóng pha có nhiệm vụ cho ra một tín hiệu phụ thuộc vào hiệu pha hoặc hiệu tần số của hai tín hiệu vào. Các tín hiệu vào thường là tín hiệu hình sin hoặc dãy xung chữ nhật. Người ta phân biệt tách sóng pha tuyến tính và tách sóng pha phi tuyến (tách sóng pha số).

Bộ tách sóng pha tuyến tính thường được thực hiện bởi mạch nhân tương tự. Tín hiệu ra của nó tỉ lệ với biên độ các tín hiệu vào.

Bộ tách sóng pha số được thực hiện bởi các mạch số (AND, OR, NOT, XOR,...). Tín hiệu vào của nó là dãy xung chữ nhật. Tín hiệu ra không phụ thuộc vào biên độ tín hiệu vào, mà nó phụ thuộc vào tần số và pha của các tín hiệu vào.

Công nghệ chế tạo CMOS khó thực hiện việc khuếch đại tín hiệu tương tự, do đó thiết bị của PLL trình bày trong hình 7.10 dùng tách sóng pha.

Trong sơ đồ khối của nó có hai bộ tách sóng pha. Cả hai bộ tách sóng cùng chung bộ khuếch đại lối vào và cùng được nối với lối vào so sánh.

a) Bộ tách sóng pha I (Bộ so sánh pha I)

Bộ tách sóng pha I là mạch hoặc tuyệt đối (XOR), mạch này hoạt động tương ứng với tín hiệu

ngưỡng của bộ trộn cân bằng. Để đạt được dải chấp lớn nhất, các xung ở lối vào tín hiệu và lối vào so sánh phải là các xung vuông có độ rộng xung bằng độ cấm xung. Khi không có tín hiệu ở lối vào, ở lối ra của bộ so pha I (tách sóng pha) có điện áp bằng $\frac{V_{DD}}{2}$. Bộ lọc thông thấp nối với lối ra của bộ tách sóng pha I cấp điện áp trung bình cho cực điều khiển của VCO, làm cho VCO phát ra xung vuông có tần số bằng tần số trung tâm f_o . Với hệ tách sóng pha I dải tần số trong đó PLL có thể thiết lập trạng thái bất chấp phụ thuộc vào dải tần số của bộ lọc thông thấp và có thể làm cho dải bất chấp lớn bằng dải giữ chấp. Bộ tách sóng pha giữ cho PLL ở trạng thái giữ chấp mặc dù nhiễu ở lối vào có thể rất lớn.

b) *Bộ tách sóng pha II (Bộ so sánh pha II)*

Bộ tách sóng pha II là một mạng nhớ số được điều khiển bằng sườn xung. Bộ tách sóng pha II gồm 4 trigơ RS có chung cửa điều khiển và mạch ba trạng thái ở lối ra. (Có thể tìm hiểu trong các giáo trình kỹ thuật số).

2. Máy phát điều khiển bằng điện áp VCO

Yêu cầu chung đối với các bộ tạo dao động có tần số điều khiển được là quan hệ giữa điện áp điều khiển và tần số của dãy xung ra phải tuyến tính. Ngoài ra mạch phải có độ ổn định tần số cao, dải biến đổi của tần số theo điện áp vào rộng, đơn giản, dễ điều chỉnh và thuận lợi đối với tổ hợp thành vi mạch (không có điện cảm).

3. Bộ lọc thông thấp

Sự khác nhau giữa tần số và pha của tín hiệu vào và tín hiệu của VCO qua bộ tách sóng pha và bộ lọc thông thấp tạo thành điện áp u_d . Điện áp này đóng vai trò điều khiển tần số phát của VCO.

Bộ lọc thông thấp ở đây dùng mạch RC lối ra trên tụ C, dải tần số của nó quyết định dải bất chấp của PLL.

7.3.3. Ứng dụng của vòng khóa pha PLL

PLL được ứng dụng trong nhiều lĩnh vực trong kỹ thuật vô tuyến điện, trong kỹ thuật truyền số liệu, cũng như trong kỹ thuật đo lường. Các ứng dụng của nó chung quy lại đều là nhằm biến đổi tần số, di chuyển tần số từ miền tần số thấp sang miền tần số cao và ngược lại.

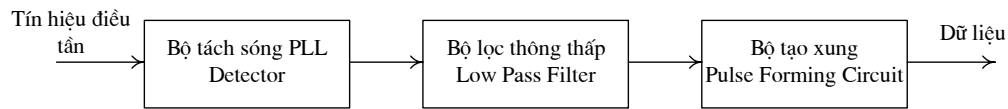
Sau đây sẽ xét một số ứng dụng cơ bản của nó.

1. Tách sóng tín hiệu điều tần

Khi dùng PLL để tách sóng tín hiệu điều tần, phải thiết kế sao cho tần số dao động tự do của nó trùng với tần số trung tâm của tín hiệu điều tần. Tần số của VCO bám theo tần số của tín hiệu đã điều tần ở lối vào tín hiệu của bộ tách sóng pha. Điện áp u_d ở lối ra của mạch lọc thông thấp tỉ lệ với hiệu tần số $\Delta f = f_{dt} - f_o$ và tỉ lệ với hiệu pha của 2 tín hiệu đó, f_{dt} là tần số của tín hiệu điều tần, u_d là dao động tần số thấp được tách sóng.

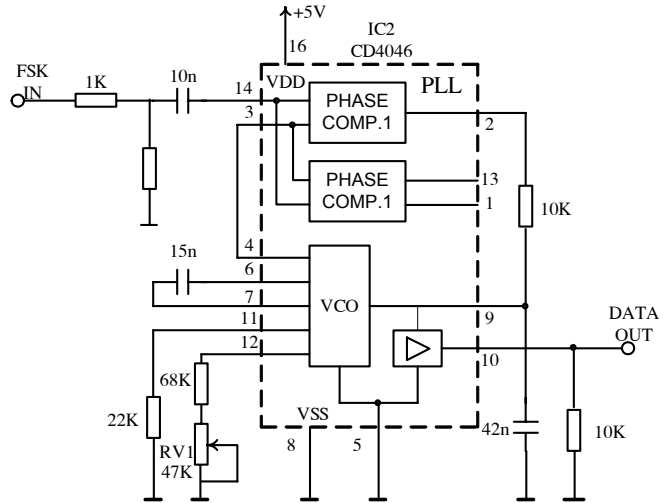
Nếu tín hiệu điều chế là tín hiệu số sóng mang dạng hình sin, ta có điều chế số: ASK, PSK, QPSK, QAM.

Trong đó FSK là khoá dịch chuyển tần số (hay còn gọi là điều chế tần số), được dùng nhiều trong MODEM truyền dữ liệu. Mạch giải điều chế FSK được trình bày trên hình 7.13.



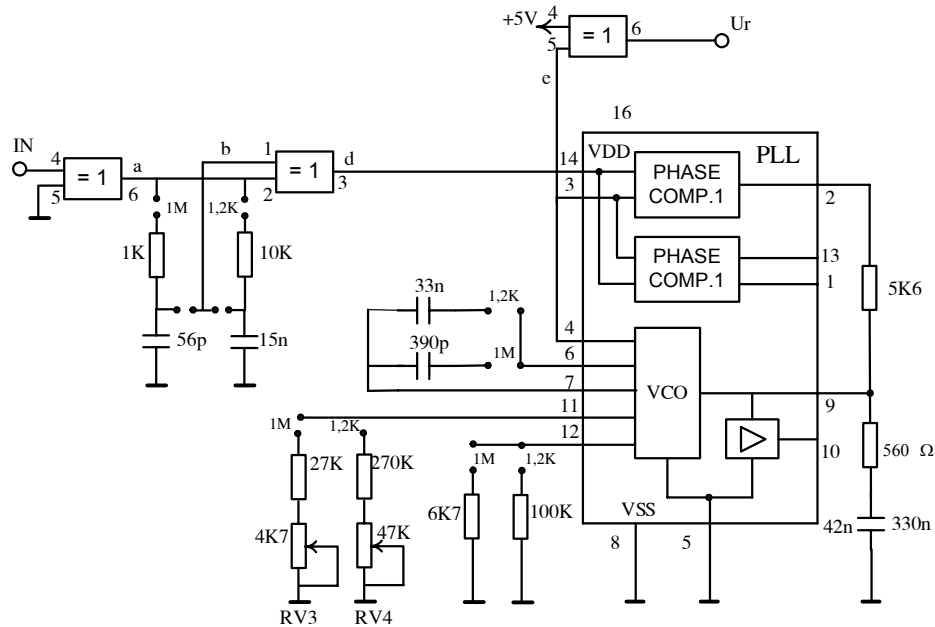
Hình 7.13. Sơ đồ khối mạch giải điều chế FSK

Tín hiệu điều tần đưa vào vòng khoá pha để tách lấy thành phần tần số thấp, sau đó qua mạch lọc thông thấp cuối cùng qua mạch tạo dạng xung thực chất là trigger Smit để tạo lại xung mang tin tức. Hình 7.14: Trình bày mạch dùng PLL làm bộ tách sóng trong giải điều chế FSK với hai tần số 1200Hz và 2400Hz.



Hình 7.14. Sơ đồ mạch PLL trong dải điều chế FSK

2. Khôi phục xung đồng hồ

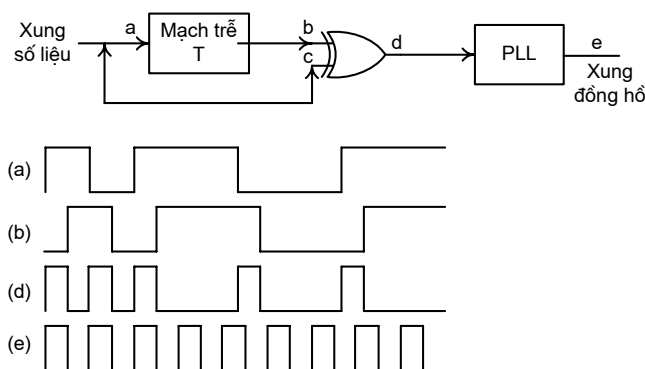


Hình 7.15. Mạch khôi phục xung đồng hồ

Trong truyền thông số, để giải điều chế nhiều trường hợp phải khôi phục xung đồng hồ (xung nhịp). Khi đó, thường dùng vòng khoá pha.

Hình 7.15 trình bày mạch khôi phục xung đồng hồ với tần số 1MHz và 1,2kHz, dạng xung ở các điểm tương ứng của sơ đồ được trình bày trên hình 7.16.

Xung đồng hồ được khôi phục lại nhờ tín hiệu dữ liệu. Phương pháp thường dùng nhất được trình bày ở hình trên. Tín hiệu dữ liệu trễ một khoảng thời gian cỡ $1/2$ độ rộng bit và sau đó so sánh với tín hiệu dữ liệu trực tiếp qua bộ hoặc tuyệt đối (EX-OR). Lối ra là dạng sóng chứa thành phần phổ gấp 2 lần tín hiệu dữ liệu. Với mạch PLL, xung vuông được tạo ra, nó đồng bộ với dữ liệu và với chu kỳ có độ dài bằng khoảng cách bit. Như vậy, mạch đã khôi phục được xung đồng hồ.



Hình 7.16. Sơ đồ tương đương và dạng xung của mạch

khôi phục đồng hồ hình 7.15.

3. Tổng hợp tần số

Đây là một ứng dụng quan trọng của PLL. Tổng hợp tần số là quá trình tạo ra một mạng tần số rời rạc từ một tần số chuẩn có độ ổn định cao.

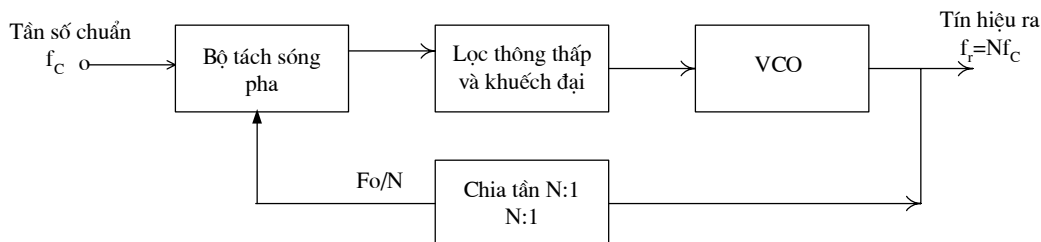
Do PLL thực hiện được chế độ giữ pha nên các đặc tính ổn định và trôi nhiệt của các tần số được tạo ra cũng giống như của tần số chuẩn.

Những phép biến đổi cơ bản trong tổng hợp tần số là nhân và chia tần số, PLL có thể dùng để thực hiện các phép biến đổi đó.

a) *Phép nhân tần số với hệ số nhân nguyên*

Mạch có sơ đồ như hình 7.17. Ở chế độ đồng bộ tần số chuẩn $f_c = \frac{f_0}{N}$ hay tần số ra

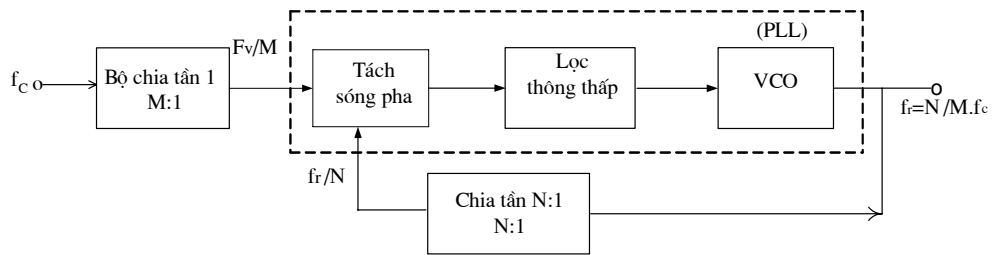
$$f_0 = f_r = Nf_c.$$



Hình 7.17. Mạch nhân tần số với hệ số nhân nguyên

b) *Tổng hợp tần số với tần số ra không phải là bội của tần số chuẩn, hình 7.18.*

Tần số chuẩn trước khi đưa vào bộ tách sóng pha được đưa qua mạch chia tần, trên đầu ra của mạch chia tần có tần số $\frac{f_c}{M}$.



Hình 7.18. Mạch tổng hợp tần số với tần số ra không phải bội nguyên của tần số chuẩn

Tần số ra qua mạch chia là N là $\frac{f_r}{N}$. Khi đồng bộ $\frac{f_c}{M} = \frac{f_r}{N}$, tần số f_r thay đổi để thỏa mãn điều kiện trên, do đó:

$$f_r = \frac{N}{M} f_c$$

Bằng cách thay đổi M, N (chương trình hoá) có thể nhận được một dạng tần số rời rạc tùy ý với độ ổn định và độ chính xác như của tần số chuẩn.

CHƯƠNG 8

CHUYỂN ĐỔI TƯƠNG TỰ – SỐ VÀ SỐ – TƯƠNG TỰ

8.1. CHUYỂN ĐỔI TƯƠNG TỰ – SỐ

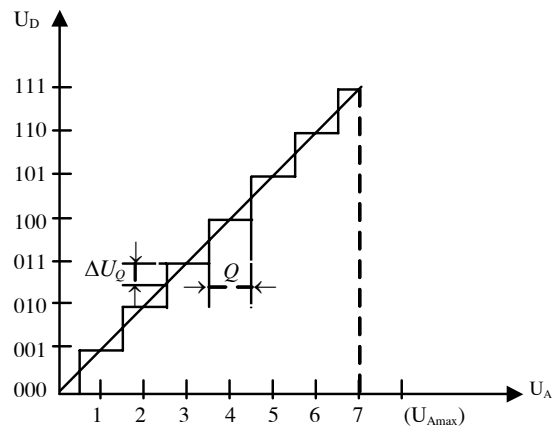
8.1.1. KHÁI NIỆM CHUNG

DO SỰ PHÁT TRIỂN NHANH CHÓNG CỦA KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ SỐ, ĐẶC BIỆT LÀ ỨNG DỤNG PHỔ BIẾN CỦA MÁY TÍNH ĐIỆN TỬ SỐ, NÊN THƯỜNG DÙNG MẠCH SỐ ĐỂ XỬ LÝ TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ.

MUỐN DÙNG HỆ THỐNG SỐ XỬ LÝ TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ THÌ PHẢI BIẾN ĐỔI TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ THÀNH TÍN HIỆU SỐ TƯƠNG ỨNG, RỒI ĐƯA VÀO ĐỂ HỆ THỐNG SỐ XỬ LÝ. MẶT KHÁC THƯỜNG CÓ YÊU CẦU BIẾN ĐỔI TÍN HIỆU SỐ (KẾT QUẢ XỬ LÝ) THÀNH TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ TƯƠNG ỨNG ĐỂ ĐƯA RA SỬ DỤNG. CHÚNG TA GỌI SỰ CHUYỂN ĐỔI TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ SANG TÍN HIỆU SỐ LÀ CHUYỂN ĐỔI AD, VÀ MẠCH THỰC HIỆN CÔNG VIỆC ĐÓ LÀ BỘ BIẾN ĐỔI TƯƠNG TỰ - SỐ (ADC - ANALOG DIGITAL CONVERTER). CHÚNG TA GỌI SỰ CHUYỂN ĐỔI TÍN HIỆU SỐ SANG TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ LÀ CHUYỂN ĐỔI SỐ - TƯƠNG TỰ (DA), VÀ MẠCH THỰC HIỆN CHUYỂN ĐỔI SỐ - TƯƠNG TỰ LÀ DAC (DIGITAL ANALOG CONVERTER).

QUÁ TRÌNH BIẾN ĐỔI 1 TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ SANG DẠNG SỐ ĐƯỢC MINH HỌA BỞI ĐẶC TÍNH TRUYỀN ĐẠT NHƯ HÌNH 8.1.

GIÁ TRỊ CỦA TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ U_A ĐƯỢC CHUYỂN THÀNH MỘT ĐẠI LƯỢNG SỐ MÀ MỐI QUAN HỆ GIỮA CHÚNG CÓ DẠNG BẬC THANG ĐỀU. VỚI ĐẶC TÍNH TRUYỀN ĐẠT NHƯ VẬY, MỘT PHẠM VI GIÁ TRỊ CỦA U_A ĐƯỢC BIỂU DIỄN BỞI MỘT GIÁ TRỊ ĐẠI DIỆN SỐ THÍCH HỢP. CÁC GIÁ TRỊ ĐẠI DIỆN SỐ LÀ CÁC GIÁ TRỊ RỜI RẠC.



HÌNH 8.1. ĐẶC TÍNH TRUYỀN ĐẠT CỦA MẠCH BIẾN ĐỔI TƯƠNG TỰ - SỐ

VỚI U_A : ĐIỆN ÁP VÀO TƯƠNG TỰ VÀ U_D : ĐIỆN ÁP RA SỐ.

MỘT CÁCH TỔNG QUÁT, TÍN
HIỆU SỐ:

$$S_D = b_{n-1}2^{n-1} + b_{n-2}2^{n-2} + \dots + b_02^0. \quad (8.1)$$

TRONG ĐÓ CÁC HỆ SỐ $B_k = 0$ HOẶC 1 (VỚI B_k NHẬN 2 GIÁ TRỊ 0 VÀ 1 GỌI LÀ BIT).

- B_{N-1} ĐƯỢC GỌI LÀ BIT CÓ NGHĨA LỚN NHẤT (MSB - MOST SIGNIFICANT BIT) TƯƠNG ỨNG VỚI CỘT ĐÚNG BÊN TRÁI CỦA DÃY MÃ SỐ. MỘT BIẾN ĐỔI GIÁ TRỊ CỦA MSB ỨNG VỚI SỰ BIẾN ĐỔI CỦA TÍN HIỆU LÀ NỬA DÀI LÀM VIỆC.

- B_0 LÀ BIT CÓ NGHĨA NHỎ NHẤT (LSB - LEAST SIGNIFICANT BIT) TƯƠNG ỨNG VỚI CỘT ĐÚNG ĐẦU TIÊN BÊN PHẢI CỦA DÃY MÃ SỐ. MỘT BIẾN ĐỔI GIÁ TRỊ CỦA LSB ỨNG VỚI 1 MỨC LƯỢNG TỬ (1 NẮC CỦA HÌNH BẬC THANG).

8.1.2. CÁC THAM SỐ CƠ BẢN

1. DẢI BIẾN ĐỔI CỦA ĐIỆN ÁP TƯƠNG TỰ Ở ĐẦU VÀO

LÀ KHOẢNG ĐIỆN ÁP MÀ BỘ CHUYỂN ĐỔI AD CÓ THỂ THỰC HIỆN CHUYỂN ĐỔI ĐƯỢC. KHOẢNG ĐIỆN ÁP ĐÓ CÓ THỂ LẤY TRỊ SỐ TỪ 0 ĐẾN MỘT TRỊ SỐ DƯƠNG HOẶC ÂM NÀO ĐÓ HOẶC CŨNG CÓ THỂ LÀ ĐIỆN ÁP CÓ HAI CỰC TÍNH TỪ $-U_{AM}$ ĐẾN $+U_{AM}$.

2. ĐỘ PHÂN GIẢI

ĐỘ PHÂN GIẢI CỦA ADC BIỂU THỊ BẰNG SỐ BIT CỦA TÍN HIỆU Ở ĐẦU RA. SỐ BIT CÀNG NHIỀU THÌ SAI SỐ LƯỢNG TỬ CÀNG NHỎ, ĐỘ CHÍNH XÁC CÀNG CAO.

THÍ DỤ, MỘT ADC CÓ SỐ BIT Ở ĐẦU RA $N = 12$ CÓ THỂ PHÂN BIỆT ĐƯỢC $2^{12} = 4096$ MỨC TRONG DẢI BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP VÀO CỦA NÓ. ĐỘ PHÂN BIỆT CỦA MỘT ADC ĐƯỢC KÝ HIỆU LÀ Q VÀ ĐƯỢC XÁC ĐỊNH BỞI BIỂU THỨC SAU:

$$U_{LSB} = Q = \frac{U_{Am}}{2^N - 1}$$

Q LÀ GIÁ TRỊ CỦA MỘT MỨC LƯỢNG TỬ HOÁ HOẶC CÒN GỌI LÀ MỘT LSB.

DO TÍN HIỆU SỐ LÀ TÍN HIỆU RỜI RẠC, NÊN TRONG QUÁ TRÌNH BIẾN ĐỔI ADC XUẤT HIỆN MỘT SAI SỐ, GỌI LÀ SAI SỐ LƯỢNG TỬ HÓA, ĐƯỢC XÁC ĐỊNH NHƯ SAU:

$$\Delta U_Q = \frac{1}{2} Q \quad (8.2)$$

THÔNG THƯỜNG CÁC ADC CÓ SỐ BIT TỪ 3 ĐẾN 12. NGOÀI RA CÒN CÓ MỘT SỐ CÁC ADC ĐẠT ĐƯỢC ĐỘ CHÍNH XÁC CÓ SỐ BIT TỪ 14 ĐẾN 16 BIT.

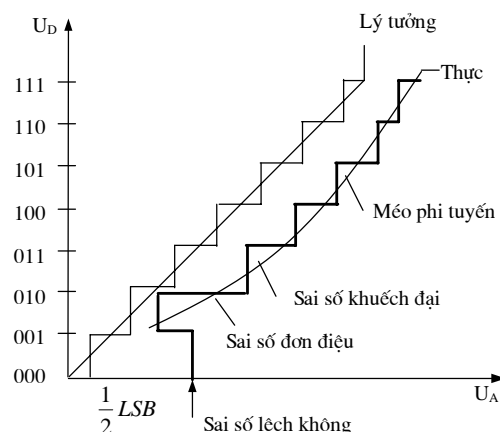
LIÊN QUAN ĐẾN ĐỘ CHÍNH XÁC CỦA ADC CÒN CÓ NHỮNG THAM SỐ KHÁC ĐƯỢC MINH HỌA TRÊN HÌNH 8.2.

3. TỐC ĐỘ CHUYỂN ĐỔI

TỐC ĐỘ CHUYỂN ĐỔI LÀ SỐ CHUYỂN ĐỔI TRONG MỘT GIÂY GỌI LÀ TẦN SỐ CHUYỂN ĐỔI f_c . CŨNG CÓ THỂ DÙNG THAM SỐ THỜI GIAN CHUYỂN ĐỔI T_c ĐỂ ĐẶC TRƯNG CHO TỐC ĐỘ CHUYỂN ĐỔI. T_c LÀ THỜI GIAN CẦN THIẾT CHO MỘT LẦN CHUYỂN ĐỔI

$$\text{CHÚ Ý RẰNG } f_c \neq \frac{1}{T_c}.$$

THƯỜNG $f_c < \frac{1}{T_c}$ VÀ GIỮA CÁC LẦN CHUYỂN ĐỔI CÒN CÓ 1 KHOẢNG THỜI GIAN CẦN THIẾT CHO ADC PHỤC HỒI LẠI TRẠNG THÁI BAN ĐẦU.



HÌNH 8.2. ĐẶC TUYẾN TRUYỀN ĐẠT LÝ TƯỞNG VÀ THỰC 1 CỦA MẠCH BIẾN ĐỔI TƯƠNG TỰ - SỐ (ADC).

8.1.3. NGUYÊN TẮC HOẠT ĐỘNG CỦA BỘ BIẾN ĐỔI TƯƠNG TỰ - SỐ (ADC)

TRONG BỘ BIẾN ĐỔI TƯƠNG TỰ - SỐ (ADC) TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ Ở ĐẦU VÀO LÀ LIÊN TỤC, TÍN HIỆU SỐ MÃ HOÁ Ở ĐẦU RA LÀ RỜI RẠC. SỰ CHUYỂN ĐỔI AD ĐÒI HỎI PHẢI LẤY MẪU ĐỐI VỚI TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ Ở ĐẦU VÀO Ở NHỮNG THỜI ĐIỂM QUY ĐỊNH, SAU ĐÓ CHUYỂN ĐỔI CÁC GIÁ TRỊ MẪU ĐÓ THÀNH TÍN HIỆU SỐ Ở ĐẦU RA. QUÁ TRÌNH CHUYỂN ĐỔI TƯƠNG TỰ - SỐ NÓI CHUNG CÓ 4 BƯỚC: LẤY MẪU - GIỮ MẪU - LƯỢNG TỬ HOÁ - MÃ HOÁ. CÁC BƯỚC TRÊN ĐÂY LUÔN KẾT HỢP VỚI NHAU TRONG MỘT QUÁ TRÌNH THỐNG NHẤT. VÍ DỤ LẤY MẪU VÀ GIỮ MẪU LÀ MỘT CÔNG VIỆC LIÊN TỤC TRONG CÙNG MỘT MẠCH ĐIỆN, LƯỢNG TỬ HOÁ VÀ MÃ HOÁ LÀ CÔNG VIỆC ĐỒNG THỜI THỰC HIỆN TRONG MỘT QUÁ TRÌNH CHUYỂN ĐỔI VỚI MỘT KHOẢNG THỜI GIAN CẦN THIẾT LÀ MỘT PHẦN CỦA THỜI GIAN GIỮ MẪU.

1. LẤY MẪU TÍN HIỆU

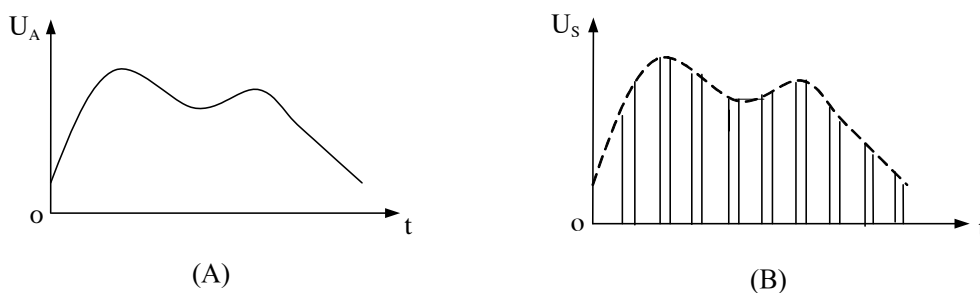
TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ Ở LỐI VÀO U_A , SAU QUÁ TRÌNH LẤY MẪU VÀ XỬ LÝ GỌI LÀ TÍN HIỆU U_s VÀ CHÚNG CÓ THỂ KHÔI PHỤC LẠI TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ U_A MỘT CÁCH TRUNG THỰC NẾU ĐIỀU KIỆN SAU ĐƯỢC THOẢ MÃN:

$$f_s \geq 2f_{V_{\max}} \quad (8.3)$$

Ở ĐÂY: f_s LÀ TẦN SỐ CỦA TÍN HIỆU LẤY MẪU.

$f_{V_{\max}}$ LÀ GIỚI HẠN TRÊN CỦA DẢI TẦN SỐ TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ.

NẾU BIỂU THỨC 8.3 ĐƯỢC THOẢ MÃN CÓ THỂ DÙNG BỘ LỌC THÔNG THẤP ĐỂ KHÔI PHỤC TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ U_A TỪ TÍN HIỆU U_s . HÌNH 8.3 MÔ TẢ LẤY MẪU TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ. HÌNH 8.4 ĐẶC TÍNH TẦN SỐ CỦA BỘ LỌC KHÔI PHỤC TÍN HIỆU.



HÌNH 8.3. LẤY MẪU TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ ĐẦU VÀO. TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ (A) ; XUNG LẤY MẪU (B).

VÌ MỖI LẦN CHUYỂN ĐỔI CỦA ĐIỆN ÁP LẤY MẪU THÀNH TÍN HIỆU SỐ TƯƠNG ỨNG ĐỀU CẦN MỘT THỜI GIAN NHẤT ĐỊNH, NÊN PHẢI NHỚ MẪU MỘT KHOẢNG THỜI GIAN CẦN THIẾT SAU MỖI LẦN LẤY MẪU, ĐỦ ĐỂ BIẾN ĐỔI THÀNH TÍN HIỆU SỐ.

2. LƯỢNG TỬ HOÁ VÀ MÃ HOÁ TÍN HIỆU

TÍN HIỆU SỐ KHÔNG NHỮNG RỜI RẠC VỀ MẶT THỜI GIAN, MÀ CÒN KHÔNG LIÊN TỤC TRONG BIẾN ĐỔI GIÁ TRỊ. MỖI GIÁ TRỊ BẤT KỲ CỦA TÍN HIỆU SỐ ĐỀU PHẢI BIỂU THỊ BẰNG

BỘI SỐ NGUYÊN LẦN GIÁ TRỊ ĐƠN VỊ NÀO ĐÓ, GIÁ TRỊ NÀY LÀ NHỎ NHẤT ĐƯỢC CHỌN. NGHĨA LÀ NẾU DÙNG TÍN HIỆU SỐ BIỂU THỊ ĐIỆN ÁP LẤY MẪU, THÌ TẤT PHẢI BẤT ĐIỆN ÁP LẤY MẪU HOÁ THÂN THÀNH BỘI SỐ NGUYÊN LẦN GIÁ TRỊ ĐƠN VỊ. QUÁ TRÌNH NÀY LÀ QUÁ TRÌNH LƯỢNG TỬ HOÁ. ĐƠN VỊ ĐƯỢC CHỌN THEO QUY ĐỊNH NÀY GỌI LÀ ĐƠN VỊ LƯỢNG TỬ, KÝ HIỆU LÀ Δ . RÕ RÀNG, GIÁ TRỊ BIT 1 CỦA LSB TÍN HIỆU SỐ BẰNG Δ . VIỆC DÙNG MÃ NHỊ PHÂN BIỂU THỊ GIÁ TRỊ TÍN HIỆU SỐ LÀ MÃ HOÁ. MÃ NHỊ PHÂN CÓ ĐƯỢC SAU QUÁ TRÌNH TRÊN CHÍNH LÀ TÍN HIỆU ĐẦU RA

CỦA BỘ CHUYỂN ĐỔI TƯƠNG TỰ - SỐ.

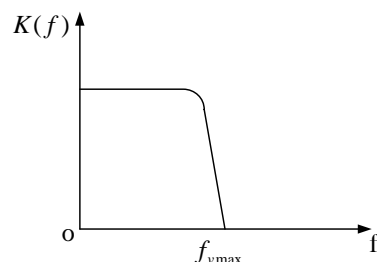
TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ LÀ LIÊN TỤC THÌ KHÔNG NHẤT THIẾT PHẢI LÀ BỘI SỐ NGUYÊN LẦN CỦA Δ , DO ĐÓ TA KHÔNG TRÁNH KHỎI SAI SỐ LƯỢNG TỬ HOÁ. TỒN TẠI NHỮNG CÁCH KHÁC NHAU PHÂN CHIA CÁC MỨC LƯỢNG TỬ DẪN ĐẾN SAI SỐ LƯỢNG TỬ HOÁ KHÁC NHAU.

GIÁ TRỊ CHUYỂN ĐỔI TÍN HIỆU ĐIỆN ÁP LƯỢNG TỬ TỪ $0 \div 1V$ THÀNH TÍN HIỆU SỐ NHỊ PHÂN 3 BIT. NẾU CHỌN $\Delta = \frac{1}{8}V$ ĐỒNG THỜI QUY ĐỊNH ĐIỆN ÁP TƯƠNG TỰ

TRONG PHẠM VI TỪ $0 \div \frac{1}{8}V$, XEM NHƯ LÀ $0 \times \Delta$ THÌ TÍN HIỆU SỐ TƯƠNG ỨNG LÀ 000.

TƯƠNG TỰ, ĐIỆN ÁP TƯƠNG ỨNG TỪ $\frac{1}{8}V \div \frac{2}{8}V$ LÀ $1 \times \Delta$, TƯƠNG ỨNG VỚI 001 V.V...

THEO CÁCH PHÂN CHIA MỨC LƯỢNG TỬ ĐÓ, TA CÓ HÌNH 8.5A.



HÌNH 8. 4. ĐẶC TÍNH TẦN SỐ CỦA BỘ LỌC KHÔI PHỤC TÍN HIỆU.

1V			111	$7\Delta = 7/8V$
7/8			110	$6\Delta = 6/8V$
6/8			101	$5\Delta = 5/8V$
5/8			100	$4\Delta = 4/8V$
4/8			011	$3\Delta = 3/8V$
3/8			010	$2\Delta = 2/8V$
2/8			001	$1\Delta = 1/8V$
1/8			000	$0\Delta = 0/8V$
0				

(A)

1V			111	$7\Delta = 14/15V$
13/15			110	$6\Delta = 12/15V$
11/15			101	$5\Delta = 10/15V$
9/15			100	$4\Delta = 8/15V$
7/15			011	$3\Delta = 6/15V$
5/15			010	$2\Delta = 4/15V$
3/15			001	$1\Delta = 2/15V$
1/15			000	$0\Delta = 0$
0				

(B)

HÌNH 8.5. HAI PHƯƠNG PHÁP PHÂN CHIA MỨC LƯỢNG TỬ.

QUY ĐỊNH: - ĐIỆN ÁP TƯƠNG TỰ $0 \div \frac{1}{15}V \left(0 \div \frac{\Delta}{2} \right)$ TƯƠNG ỨNG 000.

- ĐIỆN ÁP TƯƠNG TỰ $\frac{1}{15}V \div \frac{3}{15}$ TƯƠNG ỨNG 001 V.V...

SAI SỐ CỰC ĐẠI CỦA PHƯƠNG PHÁP NÀY LÀ $\frac{\Delta}{2} = \frac{1}{15}V$.

PHƯƠNG PHÁP PHÂN CHIA MỨC LƯỢNG TỬ CÓ THỂ GIẢM NHỎ HƠN SAI SỐ LƯỢNG TỬ. CHỌN $\Delta = \frac{2}{15}V$ HÌNH 8.5B.

3. MẠCH LẤY MẪU VÀ GIỮ MẪU

HÌNH 8.6 GIỚI THIỆU IC LẤY MẪU, GIỮ MẪU LF-198.

TRONG MẠCH GỒM 2 BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN, S LÀ CHUYỂN MẠCH ĐIỆN TỬ, L LÀ MẠCH GHÉP ĐIỀU KHIỂN CHUYỂN MẠCH S.

TÍN HIỆU ĐIỀU KHIỂN $U_{DK} = 1$, CHUYỂN MẠCH S ĐÓNG, $U_{DK} = 0$, CHUYỂN MẠCH S NGẮT.

KHI S ĐÓNG CẢ 2 BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN HOẠT ĐỘNG Ở CHẾ ĐỘ LẶP LẠI (HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI ĐIỆN ÁP BẰNG 1) $U_r = U_o = U_v$. TỤ ĐIỆN C_K MẮC NỐI TIẾP VỚI R_2 VÀ NỐI ĐẤT CÓ ĐIỆN ÁP BẰNG U_v . KHI $U_{DK} = 0$ THÌ S NGẮT, ĐIỆN ÁP TRÊN TỤ VÀ ĐIỆN ÁP RA ĐƯỢC DUY TRÌ.

ĐIỆN ÁP LỖI VÀO U_v CÓ THỂ BIẾN THIÊN ĐÁNG KỂ TRƯỚC KHI S ĐƯỢC ĐÓNG TRỞ LẠI CHO LẦN LẤY MẪU KẾ TIẾP. DO ĐÓ ĐIỆN ÁP U_o CÓ THỂ BIẾN THIÊN RẤT LỚN VÀ Ở MỘT TRONG HAI TRẠNG

THÁI BẢO HÒA CỦA KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN VƯỢT QUÁ KHẢ NĂNG CHỊU ĐIỆN ÁP CỦA CHUYỂN MẠCH S KHI ĐÓNG TRỞ LẠI. ĐỒNG THỜI, KHI KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN LÀM VIỆC Ở CHẾ ĐỘ BẢO HÒA CHỈ LÀM VIỆC Ở TẦN SỐ THẤP. DO ĐÓ ĐƯA THÊM DIODE D_1 , D_2 LÀM NHIỆM VỤ NỐI MẠCH HỒI TIẾP ÂM CỦA KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN THỨ NHẤT VÀ ĐIỆN ÁP $U_o = U_v \pm 0,6V$ SẼ KHẮC PHỤC ĐƯỢC CÁC NHƯỢC ĐIỂM TRÊN.

KHI CHUYỂN MẠCH S ĐÓNG ĐIỆN ÁP ĐẶT LÊN 2 DIODE BẰNG KHÔNG, VÌ VẬY CHÚNG CÓ ĐIỆN TRỞ LỚN, KHÔNG CÓ TÁC DỤNG KHI LẤY MẪU.

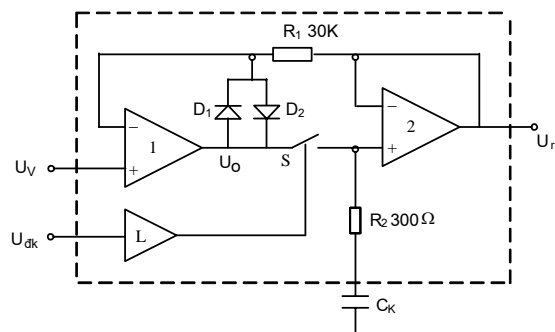
8.1.4. CÁC PHƯƠNG PHÁP BIẾN ĐỔI TƯƠNG TỰ - SỐ

1. PHÂN LOẠI

CÓ NHIỀU CÁCH PHÂN LOẠI CÁC LOẠI BIẾN ĐỔI TƯƠNG TỰ - SỐ. CÁCH PHÂN LOẠI HAY DÙNG HƠN CẢ LÀ CÁCH PHÂN LOẠI QUÁ TRÌNH BIẾN ĐỔI VỀ MẶT THỜI GIAN. NÓ CHO PHÉP PHÁN ĐOÁN MỘT CÁCH TỔNG QUÁT TỐC ĐỘ CHUYỂN ĐỔI.

THEO CÁCH PHÂN LOẠI NÀY NGƯỜI TA PHÂN BIỆT 4 PHƯƠNG PHÁP BIẾN ĐỔI AD SAU ĐÂY:

- BIẾN ĐỔI SONG SONG. TRONG PHƯƠNG PHÁP BIẾN ĐỔI SONG SONG, TÍN HIỆU ĐƯỢC SO SÁNH CÙNG MỘT LÚC VỚI NHIỀU GIÁ TRỊ CHUẨN. TẤT CẢ CÁC BIT ĐƯỢC XÁC ĐỊNH ĐỒNG THỜI VÀ ĐƯA ĐẾN ĐẦU RA.



HÌNH 8.6. MẠCH ĐIỆN CỦA IC LF-198 LẤY MẪU - GIỮ MẪU.

- BIẾN ĐỔI NỐI TIẾP THEO MÃ ĐẾM. Ở ĐÂY QUÁ TRÌNH ĐƯỢC THỰC HIỆN LẦN LƯỢT TỪNG BƯỚC THEO QUY LUẬT CỦA MÃ ĐẾM. KẾT QUẢ CHUYỂN ĐỔI ĐƯỢC XÁC ĐỊNH BẰNG CÁCH ĐẾM SỐ LƯỢNG GIÁ TRỊ CHUẨN BIỂU DIỄN GIÁ TRỊ TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ CẦN CHUYỂN ĐỔI.

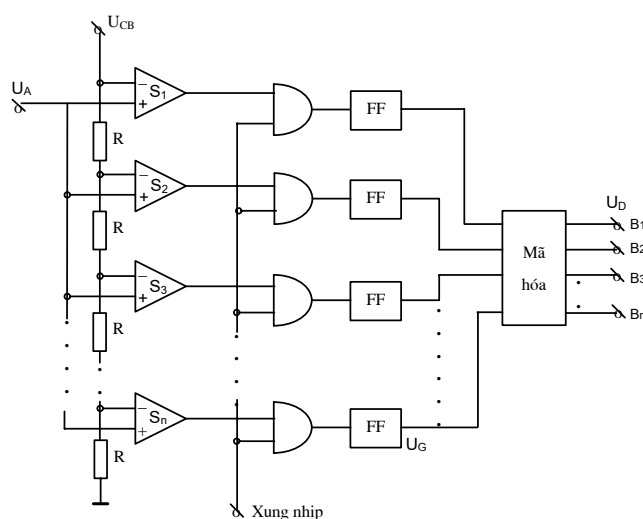
- BIẾN ĐỔI NỐI TIẾP THEO MÃ NHỊ PHÂN. QUÁ TRÌNH SO SÁNH ĐƯỢC THỰC HIỆN LẦN LƯỢT TỪNG BƯỚC THEO QUY LUẬT CỦA MÃ NHỊ PHÂN. CÁC ĐƠN VỊ CHUẨN DÙNG ĐỂ SO SÁNH LẤY CÁC GIÁ TRỊ GIẢM DẦN THEO QUY LUẬT CỦA MÃ NHỊ PHÂN, DO ĐÓ CÁC BIT ĐƯỢC XÁC ĐỊNH LẦN LƯỢT TỪ BÍT CÓ TRỌNG SỐ LỚN NHẤT (MSB) ĐẾN BÍT CÓ TRỌNG SỐ NHỎ NHẤT (LSB).

- BIẾN ĐỔI SONG SONG - NỐI TIẾP KẾT HỢP. TRONG PHƯƠNG PHÁP NÀY MỖI BƯỚC SO SÁNH CÓ THỂ XÁC ĐỊNH ĐƯỢC TỐI THIỂU LÀ 2 BIT ĐỒNG THỜI.

CÁC MẠCH THỰC TẾ LÀM VIỆC THEO NHIỀU PHƯƠNG PHÁP KHÁC NHAU, NHƯNG ĐỀU CÓ THỂ XẾP VÀO 1 TRONG 4 LOẠI TRÊN.

2. CHUYỂN ĐỔI A/D THEO PHƯƠNG PHÁP SONG SONG

SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ BỘ CHUYỂN ĐỔI AD THEO PHƯƠNG PHÁP SONG SONG ĐƯỢC TRÌNH BÀY TRÊN HÌNH 8.7.



HÌNH 8.7. SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ BỘ CHUYỂN ĐỔI AD THEO PHƯƠNG PHÁP SONG SONG.

TRONG PHƯƠNG PHÁP CHUYỂN ĐỔI SONG SONG, TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ U_A ĐƯỢC ĐỒNG THỜI ĐƯA TỚI CÁC BỘ SO SÁNH $S_1 \div S_m$. ĐIỆN ÁP CHUẨN ĐƯỢC ĐƯA TỚI ĐẦU VÀO THỨ HAI CỦA CÁC BỘ SO SÁNH, THÔNG QUA THANG ĐIỆN TRỞ R. DO ĐÓ CÁC ĐIỆN ÁP CHUẨN ĐẶT VÀO BỘ SO SÁNH LÂN CẬN KHÁC NHAU MỘT LƯỢNG KHÔNG

ĐỔI VÀ GIẢM DẦN TỪ S_1 ĐẾN S_M . ĐẦU RA CỦA BỘ SO SÁNH CÓ ĐIỆN ÁP VÀO LỚN HƠN ĐIỆN ÁP CHUẨN LẤY TRÊN THANG ĐIỆN TRỞ CÓ MỨC LÔGIC “1”, CÁC ĐẦU RA CÒN LẠI CÓ MỨC LÔGIC “0”. TẤT CẢ CÁC ĐẦU RA ĐƯỢC NỐI VỚI MẠCH AND (VÀ), MỘT ĐẦU VÀO MẠCH AND ĐƯỢC NỐI VỚI XUNG NHỊP CHỈ KHI CÓ XUNG NHỊP ĐƯA ĐẾN ĐẦU VÀO MẠCH AND THÌ CÁC XUNG TRÊN ĐẦU RA MẠCH SO SÁNH MỚI ĐƯA TỚI MẠCH NHỚ FF (FLIP - FLOP).

NHU VẬY CỨ SAU MỘT KHOẢNG THỜI GIAN BẰNG MỘT CHU KỲ CỦA XUNG NHỊP LẠI CÓ MỘT TÍN HIỆU ĐƯỢC BIẾN ĐỔI VÀ ĐƯA TỚI ĐẦU RA. XUNG NHỊP ĐẢM BẢO CHO QUÁ TRÌNH SO SÁNH KẾT THÚC MỚI ĐƯA TÍN HIỆU VÀO BỘ NHỚ.

MẠCH BIẾN ĐỔI SONG SONG CÓ TỐC ĐỘ CHUYỂN ĐỔI NHANH, VÌ QUÁ TRÌNH SO SÁNH ĐƯỢC THỰC HIỆN SONG SONG, NHƯNG MẠCH PHỨC TẠP VỚI SỐ LINH KIỆN QUÁ LỚN. VỚI BỘ CHUYỂN ĐỔI N BIT ĐỂ PHÂN BIỆT ĐƯỢC 2^N MỨC LƯỢNG TỬ HÓA PHẢI DÙNG $(2^N - 1)$ BỘ SO SÁNH. VÌ VẬY PHƯƠNG PHÁP NÀY CHỈ DÙNG TRONG CÁC ADC YÊU CẦU SỐ BIT N NHỎ VÀ TỐC ĐỘ CHUYỂN ĐỔI CAO.

3. CHUYỂN ĐỔI AD THEO PHƯƠNG PHÁP PHÂN ĐOẠN TỪNG BIT

(CHUYỂN ĐỔI NỐI TIẾP THEO MÃ NHỊ PHÂN).

MẠCH CHUYỂN ĐỔI THEO PHƯƠNG PHÁP NÀY CÓ SỐ TẦNG BẰNG SỐ BIT CỦA TÍN HIỆU SỐ Ở LỐI RA HÌNH 8.8. MỖI TẦNG CHO RA MỘT BIT.

PHƯƠNG PHÁP PHÂN ĐOẠN ĐƯỢC TIẾN HÀNH NHƯ SAU: GIẢ SỬ TÍN HIỆU VÀO BIẾN ĐỔI TRONG PHẠM VI TỪ $0 \div U_{A \text{ MAX}}$. CHIA DẢI LÀM VIỆC RA HAI PHẦN BẰNG NHAU, LÚC ĐÓ GIANH GIỚI GIỮA HAI PHẦN LÀ $\frac{U_{A \text{ max}}}{2}$.

TÍN HIỆU CẦN BIẾN ĐỔI U_A ĐƯỢC SO SÁNH VỚI MỨC $\frac{U_{A \text{ max}}}{2}$. NẾU $u_{A(1)} < \frac{U_{A \text{ max}}}{2}$ THÌ LỐI RA $B_1 = 0$,

NGƯỢC LẠI NẾU $u_{A(1)} \geq \frac{U_{A \text{ max}}}{2}$ THÌ $B_1 = 1$. VẬY ĐIỆN ÁP $\frac{U_{A \text{ max}}}{2}$ CHÍNH LÀ ĐIỆN ÁP CHUẨN CỦA BỘ BIẾN ĐỔI DA MỘT BIT (NÓ LÀ MỘT BỘ SO SÁNH). TÍN HIỆU SỐ ỨNG VỚI BIT THỨ NHẤT B_1 MỘT MẶT ĐƯỢC ĐƯA RA CHỈ THỊ, MỘT MẶT ĐƯỢC ĐƯA VÀO BỘ BIẾN ĐỔI NGƯỢC DA. TRÊN ĐẦU RA CỦA BỘ BIẾN ĐỔI DA MỘT BIT LÀ TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ ỨNG VỚI BIT CÓ NGHĨA (CÓ TRỌNG SỐ) LỚN NHẤT. KHI $B_1 = 0$ THÌ TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ TƯƠNG ỨNG VỚI NÓ $U'_{A(1)} = 0$, CÒN KHI $B_1 = 1$ THÌ $U'_{A(1)} = \frac{U_{A \text{ max}}}{2}$.

MẠCH TRỪ CHO RA GIÁ TRỊ HIỆU GIỮA TÍN HIỆU VÀO $U_{A(1)}$ VÀ TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ ỨNG VỚI BIT THỨ NHẤT.

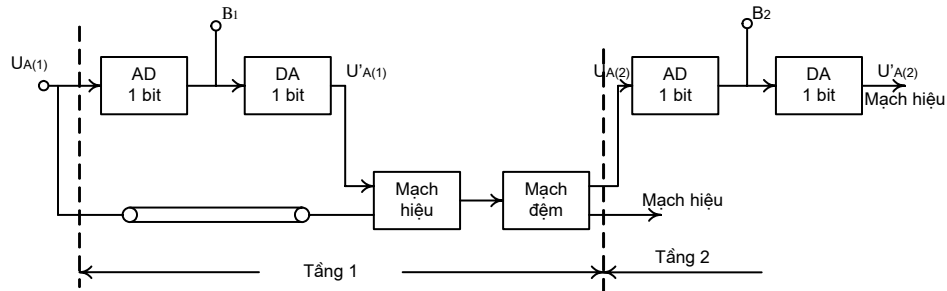
ĐÂY CHÍNH LÀ ĐIỆN ÁP DƯ CỦA TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ SAU KHI ĐÃ CHUYỂN ĐỔI THÀNH TÍN HIỆU SỐ BIT THỨ NHẤT. ĐIỆN ÁP DƯ NÀY ĐƯA ĐẾN TẦNG THỨ HAI ĐỂ TIẾP TỤC XÁC ĐỊNH BIT TIẾP THEO BẰNG CÁCH SO SÁNH NÓ VỚI ĐIỆN ÁP CHUẨN BẰNG NỬA ĐIỆN ÁP CHUẨN CỦA MẠCH SO SÁNH BÍT ĐẦU TIÊN CÓ GIÁ TRỊ $\frac{U_{A \max}}{4}$.

TƯƠNG TỰ NHƯ VẬY ĐỂ XÁC ĐỊNH BIT THỨ BA PHẢI CÓ ĐIỆN ÁP CHUẨN ĐỂ SO SÁNH BẰNG $\frac{U_{A \max}}{8}$, VÀ BIT THỨ N CÓ $U_{chN} = \frac{U_{A \max}}{(2^N)}$.

TUY NHIÊN ĐỂ THAY CHO VIỆC GIẢM DẦN TRỊ SỐ ĐIỆN ÁP CHUẨN CỦA MỖI TẦNG TIẾP THEO, THEO BỘI SỐ CỦA 2, NGƯỜI TA NHÂN ĐÔI CÁC ĐIỆN ÁP DƯ SAU MỖI TẦNG, LÚC ĐÓ NGƯỜI TA GIỮ NGUYÊN ĐIỆN ÁP CHUẨN CHO TẤT CẢ CÁC TẦNG $\frac{U_{A \max}}{2}$. BẰNG CÁCH ĐÓ CÓ THỂ TIẾT KIỆM ĐƯỢC NGUỒN ĐIỆN ÁP CHUẨN, NHƯNG SAI SỐ BIẾN ĐỘ TĂNG GẤP ĐÔI KHI TÍN HIỆU ĐI QUA MỖI TẦNG. DO ĐÓ YÊU CẦU CÁC TẦNG LÀM VIỆC PHẢI CHÍNH XÁC.

SO VỚI PHƯƠNG PHÁP SONG SONG, TRONG PHƯƠNG PHÁP NÀY ĐỂ XÁC ĐỊNH N BIT CẦN N BỘ SO SÁNH (ÍT MẠCH SO SÁNH HƠN).

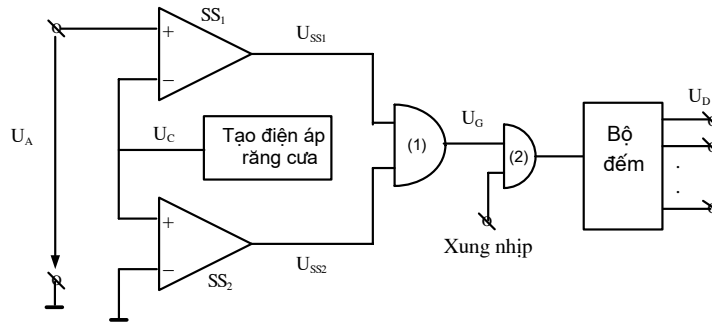
TUY NHIÊN MẠCH ÍT ĐƯỢC DÙNG TRONG THỰC TẾ, NHƯNG LÀ CƠ SỞ ĐỂ PHÂN TÍCH VÀ XÂY DỰNG PHƯƠNG PHÁP KHÁC.



HÌNH 8.8. SƠ ĐỒ KHỐI BỘ CHUYỂN ĐỔI AD THEO PHƯƠNG PHÁP PHÂN ĐOẠN TỪNG BIT.

4. CHUYỂN ĐỔI AD THEO PHƯƠNG PHÁP ĐẾM ĐƠN GIẢN

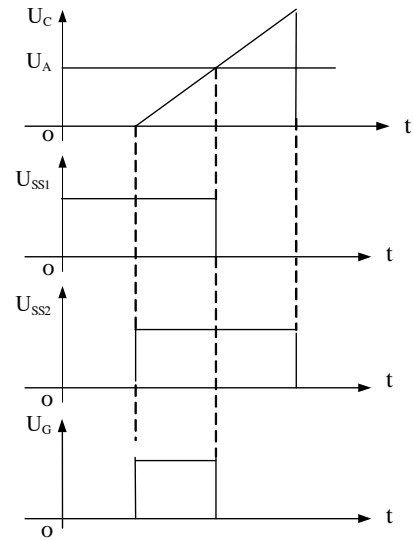
HÌNH 8.9 TRÌNH BÀY SƠ ĐỒ NGUYÊN TẮC CỦA ADC LÀM VIỆC THEO PHƯƠNG PHÁP ĐẾM ĐƠN GIẢN. HÌNH 8.10. GIẢN ĐỒ THỜI GIAN ĐIỆN ÁP RA CỦA CÁC KHỐI TRONG HÌNH 8.9.



HÌNH 8.9. SƠ ĐỒ NGUYÊN TẮC CỦA ADC LÀM VIỆC THEO PHƯƠNG PHÁP ĐẾM ĐƠN GIẢN.

ĐIỆN ÁP VÀO U_A ĐƯỢC SO SÁNH VỚI ĐIỆN ÁP CHUẨN RĂNG CỬA U_C NHỜ BỘ SO SÁNH $SS1$. KHI $U_A > U_C$ THÌ $U_{SS1} = 1$, KHI $U_A < U_C$ THÌ $U_{SS1} = 0$.

BỘ SO SÁNH $SS2$ SO SÁNH ĐIỆN ÁP RĂNG CỬA VỚI MỨC 0V (ĐẤT), DO ĐÓ KHI CÓ ĐIỆN ÁP RĂNG CỬA $U_{SS2} = 1$, KHI KHÔNG CÓ THÌ $U_{SS2} = 0$. U_{SS1} VÀ U_{SS2} ĐƯỢC ĐƯA ĐẾN LỐI VÀO MỘT MẠCH AND. XUNG RA U_G CÓ ĐỘ RỘNG TỈ LỆ VỚI ĐỘ LỚN CỦA ĐIỆN ÁP VÀO U_A , GIẢ THIẾT XUNG CHUẨN DẠNG RĂNG CỬA CÓ ĐỘ DỐC KHÔNG ĐỔI. MẠCH AND THỨ HAI CHỈ CHO RA CÁC XUNG NHỊP KHI TỒN TẠI XUNG U_G , NGHĨA LÀ TRONG KHOẢNG THỜI GIAN $0 < U_C < U_A$. MẠCH ĐẾM, ĐẾM SỐ XUNG NHỊP TRONG THỜI GIAN TỒN TẠI TẠI U_G TRONG MỘT CHU KỲ CỦA XUNG RĂNG CỬA. ĐƯƠNG NHIÊN SỐ XUNG NÀY TỈ LỆ VỚI ĐỘ LỚN CỦA U_A .



HÌNH 8.10. GIẢN ĐỒ THỜI GIAN ĐIỆN ÁP RA CỦA CÁC KHỐI TRONG HÌNH 8.9.

5. CHUYỂN ĐỔI AD THEO PHƯƠNG PHÁP TÍCH PHÂN HAI SƯỜN DỐC

MẠCH ĐIỆN TRÊN HÌNH 8.11 MINH HỌA NGUYÊN TẮC HOẠT ĐỘNG CỦA ADC THEO PHƯƠNG PHÁP TÍCH PHÂN HAI SƯỜN DỐC. KHI LÔGIC ĐIỀU KHIỂN CHO KHÓA

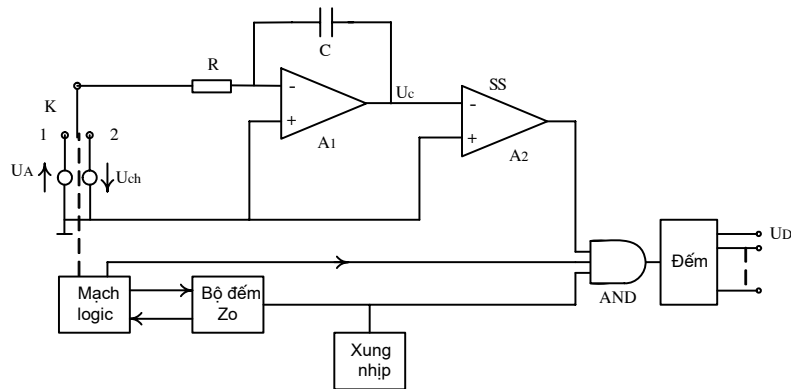
K Ở VỊ TRÍ 1 THÌ U_A (ĐIỆN ÁP TƯƠNG TỰ CẦN CHUYỂN ĐỔI) NẠP ĐIỆN CHO TỤ C THÔNG QUA ĐIỆN TRỞ R.

GIẢ THIẾT THỜI GIAN NẠP CHO TỤ LÀ T_1 , TA CÓ ĐIỆN ÁP TRÊN TỤ SAU THỜI GIAN T_1 , TA CÓ:

$$U'_{C(t_1)} = \frac{U_A}{RC} \cdot t_1 \quad (8.5)$$

THEO (8.5) $U'_{C(t_1)}$ TỈ LỆ VỚI U_A .

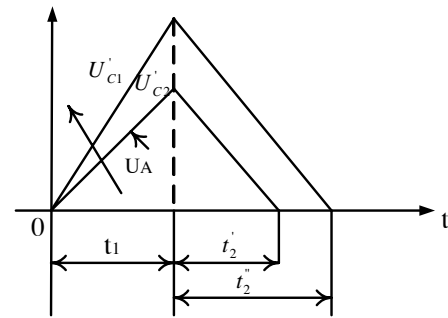
TÙY THEO U_A LỚN HAY BÉ, ĐẶC TRUYỀN $U'_{C(t)}$ CÓ ĐỘ DỐC KHÁC NHAU NHƯ TRÊN HÌNH 8.12.



HÌNH 8.11. SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ CỦA ADC LÀM VIỆC THEO PHƯƠNG PHÁP TÍCH PHÂN 2 SƯỜN DỐC.

TRONG THỜI GIAN T_1 , BỘ ĐẾM Z_0 ĐẾM CÁC XUNG NHỊP. HẾT THỜI GIAN T_1 KHÓA K ĐƯỢC MẠCH LÔGIC ĐIỀU KHIỂN SANG VỊ TRÍ 2, ĐỒNG THỜI TÍN HIỆU TỪ MẠCH LÔGIC CŨNG ĐƯỢC ĐƯA TỚI MẠCH “AND”, LÀM CHO MẠCH “AND” CHO CÁC XUNG NHỊP ĐI QUA. TẠI THỜI ĐIỂM NÀY MẠCH ĐẾM Ở ĐẦU RA BẮT ĐẦU ĐẾM, ĐỒNG THỜI MẠCH ĐẾM Z_0 ĐƯỢC MẠCH LÔGIC ĐIỀU KHIỂN VỀ VỊ TRÍ NGHỈ.

KHI K Ở VỊ TRÍ 2, ĐIỆN ÁP U_{CH} BẮT ĐẦU NẠP CHO TỤ C THEO CHIỀU NGƯỢC LẠI, PHƯƠNG TRÌNH NẠP:



HÌNH 8.12. ĐỒ THỊ THỜI GIAN ĐIỆN ÁP RA.

$$U_c'' = -\frac{U_{ch}}{RC} \cdot t \quad (8.6)$$

SAU MỘT KHOẢNG THỜI GIAN T_2

$$U_c'' = -\frac{U_{ch}}{RC} \cdot t_2 \quad (8.7)$$

GIẢ THIẾT SAU THỜI GIAN T_2 THÌ $|U_c''| = |U_c'|$, NGHĨA LÀ ĐIỆN ÁP U_c TRÊN TỤ C BẰNG KHÔNG.

THAY BIỂU THỨC (8.5) VÀO (8.7) TA CÓ:

$$\frac{U_A}{RC} \cdot t_1 = \frac{U_{ch}}{RC} \cdot t_2$$

$$\text{HOẶC} \quad t_2 = \frac{U_A}{U_{ch}} \cdot t_1 \quad (8.8)$$

MẶT KHÁC CÓ THỂ XÁC ĐỊNH ĐƯỢC SỐ XUNG CỦA MẠCH ĐẾM Z_o TRONG THỜI GIAN T_1

$$Z_o = t_1 \cdot f_n \quad (8.9)$$

TRONG ĐÓ f_n LÀ TẦN SỐ CỦA DÂY XUNG NHỊP.

$$\text{TỪ BIỂU THỨC (8.9) SUY RA:} \quad t_1 = \frac{Z_o}{f_n}$$

(8.10)

THAY BIỂU THỨC (8.10) VÀO (8.8) TA ĐƯỢC:

$$t_2 = \frac{U_A}{U_{ch}} \cdot \frac{Z_o}{f_o} \quad (8.11)$$

DO ĐÓ SỐ XUNG NHỊP ĐẾM ĐƯỢC NHỜ MẠCH ĐẾM Ở ĐẦU RA TRONG KHOẢNG THỜI GIAN T_2 :

$$Z = t_2 \cdot f_n = \frac{U_A}{U_{ch}} \cdot Z_o \quad (8.12)$$

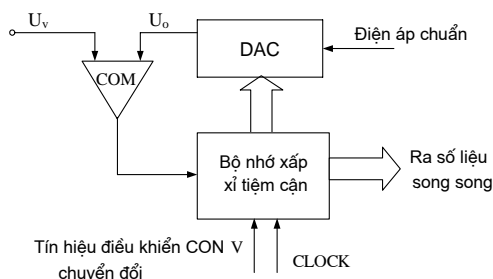
SAU THỜI GIAN T_2 MẠCH ĐẾM RA BỊ NGẮT VÌ $U_c = 0$, VÀ MẠCH LÔGIC KHÓA CỔNG “AND”. QUÁ TRÌNH ĐƯỢC LẶP LẠI TRONG CHU KÌ CHUYỂN ĐỔI TIẾP THEO.

THEO BIỂU THỨC (8.12) TA THẤY, SỐ XUNG ĐẾM Ở ĐẦU RA TỈ LỆ VỚI ĐIỆN ÁP TƯƠNG TỰ U_A CẦN CHUYỂN ĐỔI. Ở ĐÂY KẾT QUẢ ĐẾM KHÔNG PHỤ THUỘC VÀO CÁC THÔNG SỐ RC CỦA MẠCH VÀ CŨNG KHÔNG PHỤ THUỘC VÀO TẦN SỐ XUNG NHỊP f_n , NHƯ TRONG PHƯƠNG PHÁP ĐẾM ĐƠN GIẢN. VÌ THẾ KẾT QUẢ CHUYỂN ĐỔI

KHÁ CHÍNH XÁC, VÀ ĐỂ TĂNG ĐỘ CHÍNH XÁC KHÔNG CẦN CHỌN f_n CAO. TUY NHIÊN TẦN SỐ f_n PHẢI ỔN ĐỊNH CAO.

6. CHUYỂN ĐỔI AD THEO PHƯƠNG PHÁP XẤP XỈ TIỆM CẬN

HÌNH 8.13 LÀ SƠ ĐỒ KHỐI ADC XẤP XỈ TIỆM CẬN. TRONG SƠ ĐỒ NÀY CÓ CÁC KHỐI SAU: BỘ SO SÁNH (COM), DAC, ĐIỆN ÁP CHUẨN, BỘ NHỚ XẤP XỈ TIỆM CẬN, LÔGIC ĐIỀU KHIỂN, TÍN HIỆU ĐỒNG HỒ (CLOCK) V.V... TRƯỚC KHI THỰC HIỆN CHUYỂN ĐỔI AD, BỘ NHỚ PHẢI BỊ XÓA VỀ 0. BẮT ĐẦU CHUYỂN ĐỔI, XUNG ĐỒNG HỒ LẬP BIT MSB TRONG BỘ NHỚ Ở MỨC 1, SỐ LIỆU RA CỦA BỘ NHỚ LÀ 100...0. TÍN HIỆU SỐ NÀY ĐƯỢC DAC CHUYỂN ĐỔI THÀNH ĐIỆN ÁP TƯƠNG TỰ TƯƠNG ỨNG U_o .



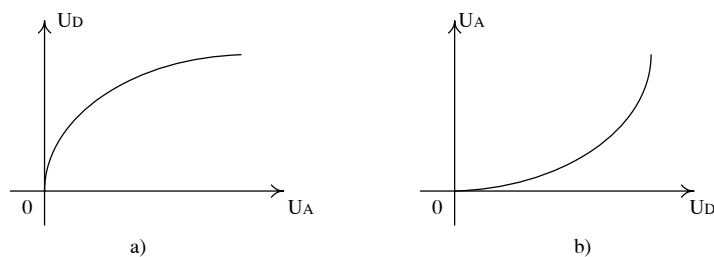
HÌNH 8.13. ADC XẤP XỈ TIỆM CẬN.

BỘ SO SÁNH, SO SÁNH U_v VÀ U_o . NẾU $U_o > U_v$, TÍN HIỆU SỐ QUÁ LỚN THÌ BIT MSB BỊ XÓA VỀ 0. NẾU $U_o < U_v$, TÍN HIỆU SỐ VẪN CÒN BÉ THÌ BIT MSB DUY TRÌ GIÁ TRỊ 1. TIẾP THEO, CŨNG PHƯƠNG PHÁP NHƯ TRÊN, XUNG ĐỒNG HỒ TIẾP LẬP BIT CÓ TRỌNG SỐ BÉ HƠN Ở MỨC 1, SAU KHI SO SÁNH, MẠCH XÁC ĐỊNH GIÁ TRỊ 1 NÀY CÓ DUY TRÌ HAY KHÔNG. CỨ THẾ TIẾP TỤC MÃI ĐẾN BIT LSB THÌ XONG. SAU QUÁ TRÌNH SO SÁNH TẤT CẢ CÁC BIT, DỮ LIỆU TRONG BỘ NHỚ CHÍNH LÀ TÍN HIỆU SỐ MONG MUỐN.

7. CHUYỂN ĐỔI TƯƠNG TỰ SỐ PHI TUYẾN

THEO BIỂU THỨC 8.2 TA THẤY SAI SỐ TUYỆT ĐỐI CỦA BIẾN ĐỔI AD KHÔNG ĐỔI, CÒN SAI SỐ TƯƠNG ĐỐI CỦA NÓ TĂNG KHI BIÊN ĐỘ TÍN HIỆU VÀO GIẢM. NÊN MUỐN CHO SAI SỐ TƯƠNG ĐỐI KHÔNG ĐỔI TRONG TOÀN DẢI BIẾN ĐỔI CỦA ĐIỆN ÁP VÀO THÌ ĐẶC TUYẾN TRUYỀN ĐẠT CỦA BỘ BIẾN ĐỔI PHẢI CÓ DẠNG LÔGA (HÌNH 8.14(A)) SAO CHO TỈ SỐ TÍN HIỆU TRÊN TẠP ÂM KHÔNG ĐỔI TRONG DẢI BIẾN ĐỔI CỦA ĐIỆN ÁP VÀO. ĐIỆN THOẠI SỐ, SỬ DỤNG KỸ THUẬT PCM (ĐIỀU CHẾ XUNG MÃ), ĐÃ DÙNG LƯỢNG TỬ HÓA PHI TUYẾN TRONG CHUYỂN ĐỔI TƯƠNG TỰ SỐ. NHỜ ĐÓ ÂM THANH NHỎ KHÔNG BỊ TẠP ÂM LẤN ÁT VÀ ĐÓ CŨNG LÀ MỘT CÁCH LÀM CHO QUÁ TRÌNH LƯỢNG TỬ HÓA THÍCH ỨNG VỚI ĐẶC TÍNH CỦA TAI CON NGƯỜI. NGOÀI RA LƯỢNG TỬ HÓA PHI TUYẾN THƯỜNG DÙNG BIẾN ĐỔI AD 8 BIT (CÒN

LƯỢNG TỬ HÓA TUYẾN TÍNH DÙNG BIẾN ĐỔI AD 12BIT) DO ĐÓ LƯỢNG TỬ HÓA PHI TUYẾN TĂNG DUNG LƯỢNG KÊNH THOẠI, DO GIẢM SỐ BIT NHƯNG VẪN CÙNG CHẤT LƯỢNG THÔNG TIN NHƯ LƯỢNG TỬ HÓA TUYẾN TÍNH. ĐỂ CÓ TÍN HIỆU TRUNG THỰC NHƯ BAN ĐẦU, BỘ BIẾN ĐỔI DA THEO PHƯƠNG PHÁP NÀY PHẢI CÓ CẤU TẠO SAO CHO ĐẶC TUYẾN BIẾN ĐỔI NGƯỢC CỦA NÓ CÓ DẠNG HÀM MŨ HÌNH 8.14(B).



HÌNH 8.14. ĐẶC TÍNH BIẾN ĐỔI PHI TRUYẾN ; (A) CỦA BỘ BIẾN ĐỔI AD; (B) BỘ BIẾN ĐỔI DA.

ĐẶC TRUNG BIẾN ĐỔI AD THƯỜNG DÙNG HÀM SỐ:

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)} \quad (8.13)$$

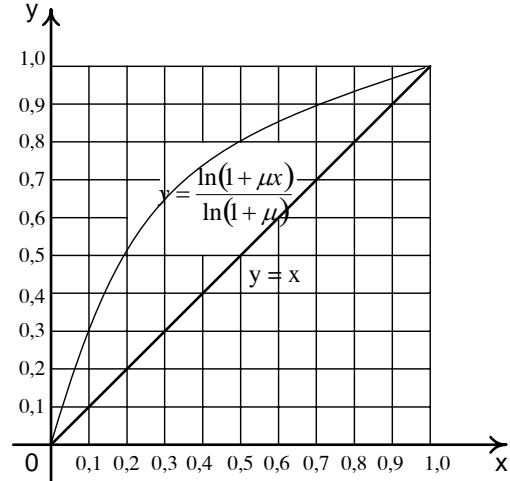
TRONG ĐÓ $x = \frac{U_A}{U_{A \max}} ; y = \frac{U_D}{U_{D \max}}$

THEO BIỂU THỨC (8.13) $Y = 0$ KHI $X = 0$ VÀ $Y = 1$ KHI $X = 1$.

ĐỘ DỐC Y' TẠI $X = 0$:

$$y' \Big|_{x=0} = \frac{\mu}{\ln(1+\mu)}$$

HÌNH 8.15 BIỂU DIỄN HÀM SỐ NÀY VỚI $\mu = 100$. SO VỚI ĐƯỜNG ĐẶC TRƯNG $Y = X$ THÌ ĐƯỜNG CONG VỚI BIỂU THỨC (8.13) CÓ ĐỘ DỐC LỚN GẤP ĐÔI TẠI GỐC TỌA ĐỘ. DO ĐÓ, ĐỐI VỚI TÍN HIỆU NHỎ, ĐƯỜNG ĐẶC TÍNH CÓ CÁC BẬC THANG BIẾN ĐỔI DÀY HƠN. TỈ SỐ TÍN HIỆU TƯƠNG ỨNG TRÊN TẬP ÂM TÍNH ĐƯỢC LÀ 6DB. NẾU ĐƯỜNG ĐẶC TÍNH CÓ ĐỘ DỐC TẠI GỐC TỌA ĐỘ $Y' = 21,7$ DB. THỰC TẾ RẤT KHÓ TĂNG HỆ SỐ μ , VÌ ĐƯỜNG ĐẶC TÍNH CÀNG CONG THÌ VIỆC THỰC HIỆN HAI ĐƯỜNG CONG BIẾN ĐỔI AD VÀ DA CÓ DẠNG NHƯ NHAU, BIẾN ĐỔI NGƯỢC NHAU CÓ ĐỘ DỐC TƯƠNG ỨNG RẤT PHỨC TẠP.



HÌNH 8.15. DẠNG ĐƯỜNG CONG

$$y = \frac{\ln(1+\mu x)}{\ln(1+\mu)}$$

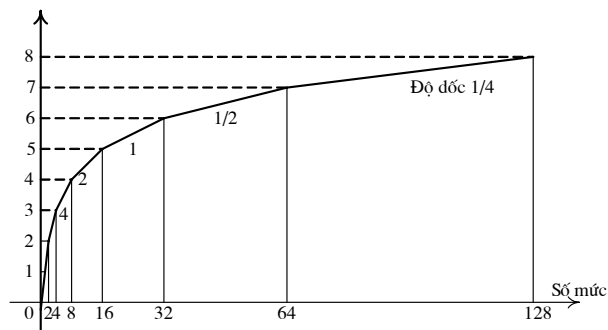
VỚI $\mu = 100$.

TRONG THỰC TẾ ĐỂ ĐƠN GIẢN, NGƯỜI TA CHIA ĐƯỜNG ĐẶC TÍNH TRUYỀN ĐẠT THÀNH HAI ĐOẠN CÓ ĐỘ DỐC KHÁC NHAU: VỚI TÍN HIỆU BÉ $\left(x < \frac{1}{A}\right)$ DÙNG HÀM

SỐ $y_1 = \frac{Ax}{1+\ln A}$ VÀ VỚI TÍN HIỆU LỚN DÙNG HÀM SỐ $y_2 = \frac{1+\ln Ax}{1+\ln A}$. THEO NGUYÊN

TẮC ĐÓ, NGƯỜI THỰC HIỆN ĐƯỜNG ĐẶC TÍNH GỒM 13 ĐOẠN: 6 ĐOẠN ỨNG VỚI $X > 0$, 6 ĐOẠN $X < 0$ VÀ ĐOẠN THỨ 13 ĐI QUA GỐC TỌA ĐỘ CÓ $|y|_{\max} = 2,8$.

TRÊN HÌNH 8.16 CÁC ĐOẠN KỀ NHAU CÓ ĐỘ DỐC HƠN KÉM NHAU 2 LẦN. BẰNG CÁCH ĐÓ CÓ THỂ TẠO RA MỘT BỘ ADC 4 BIT, TRONG ĐÓ MỘT BIT ĐỂ CHỈ CỰC TÍNH CỦA ĐIỆN ÁP VÀO, 3 BIT ĐỂ BIỂU DIỄN MỘT TÍN HIỆU CÓ DẢI BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP VÀO LỚN GẤP 256 LẦN ĐOẠN NHỎ NHẤT, NGHĨA LÀ SO VỚI LƯỢNG TỬ HÓA TUYẾN TÍNH, SỐ BIT GIẢM MỘT NỬA. ĐỂ TRUYỀN TÍN HIỆU ÂM THANH, NGƯỜI TA THƯỜNG DÙNG MÃ 8 BIT. BẰNG CÁCH CHIA MỖI ĐOẠN Ở TRÊN THÀNH 16 PHẦN NHỎ, TA ĐƯỢC 8 BIT MONG MUỐN.

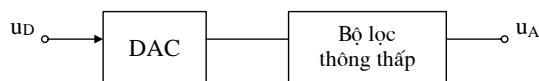


HÌNH 8.16. ĐẶC TÍNH TRUYỀN ĐẠT VỚI BỘ ADC PHI TUYẾN DÙNG TRONG THỰC TẾ.

8.2. CHUYỂN ĐỔI SỐ - TƯƠNG TỰ

CHUYỂN ĐỔI SỐ - TƯƠNG TỰ LÀ QUÁ TRÌNH TÌM LẠI TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ TỪ N SỐ HẠNG (N BIT) ĐÃ BIẾT CỦA TÍN HIỆU SỐ VỚI ĐỘ CHÍNH XÁC LÀ MỘT MỨC LƯỢNG TỬ TỨC LÀ 1 LSB. HÌNH 8.17 TRÌNH BÀY SƠ ĐỒ KHỐI ĐỂ BIẾN ĐỔI TÍN HIỆU SỐ THÀNH TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ, QUA MẠCH LỌC THÔNG THẤP ĐỂ THU ĐƯỢC TÍN HIỆU BAN ĐẦU:

THEO SƠ ĐỒ NÀY THÌ QUÁ TRÌNH CHUYỂN ĐỔI SỐ - TƯƠNG TỰ LÀ QUÁ TRÌNH BIẾN ĐỔI DA TA CÓ TÍN HIỆU LẤY MẪU VÀ GIỮ MẪU LÀ TÍN HIỆU HÌNH BẬC THANG. SAU ĐÓ QUA BỘ LỌC THÔNG THẤP, ĐƯỢC TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ U_A .



HÌNH 8.17. SƠ ĐỒ KHỐI BIỂU DIỄN QUÁ TRÌNH BIẾN ĐỔI SỐ THÀNH TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ BAN ĐẦU.

8.2.1. CÁC THÔNG SỐ CƠ BẢN CỦA BỘ BIẾN ĐỔI DAC

1. ĐỘ PHÂN GIẢI

ĐỘ PHÂN GIẢI LÀ TỈ SỐ GIỮA GIÁ TRỊ CỰC TIỂU ĐỐI VỚI GIÁ TRỊ CỰC ĐẠI CỦA ĐIỆN ÁP ĐẦU RA, VỀ TRỊ SỐ TỈ SỐ NÀY TƯƠNG ỨNG VỚI TỈ SỐ GIÁ TRỊ CỰC TIỂU ĐỐI VỚI GIÁ TRỊ CỰC ĐẠI CỦA TÍN HIỆU SỐ ĐẦU VÀO.

THÍ DỤ ĐỐI VỚI DAC 10 BIT, CÓ ĐỘ PHÂN GIẢI LÀ:

$$\frac{0000000001}{1111111111} = \frac{1}{2^{10}-1} = \frac{1}{1023} \approx 0,001 \quad (8.14)$$

ĐỘ PHÂN GIẢI CỦA DAC CŨNG CÓ THỂ BIỂU THỊ BẰNG SỐ BIT TÍN HIỆU SỐ ĐẦU VÀO.

2. ĐỘ TUYẾN TÍNH

ĐỘ TUYẾN TÍNH CỦA DAC BIỂU THỊ BẰNG SAI SỐ PHI TUYẾN. SAI SỐ PHI TUYẾN LÀ SỐ PHẦN TRĂM CỦA GIÁ TRỊ LỆCH CỰC ĐẠI KHỎI ĐẶC TÍNH VÀO RA LÝ TƯỞNG SO VỚI GIÁ TRỊ CỰC ĐẠI Ở ĐẦU RA.

3. ĐỘ CHÍNH XÁC CHUYỂN ĐỔI

ĐỘ CHÍNH XÁC CHUYỂN ĐỔI XÁC ĐỊNH BẰNG SAI SỐ CHUYỂN ĐỔI TÍNH CỰC ĐẠI. SAI SỐ NÀY PHẢI BAO GỒM SAI SỐ PHI TUYẾN, SAI SỐ HỆ SỐ TỈ LỆ VÀ SAI SỐ TRÔI V.V, TRONG TÀI LIỆU KỸ THUẬT ĐÔI KHI NGƯỜI TA CHO RIÊNG TỪNG SAI SỐ TRÊN MÀ KHÔNG CHO SAI SỐ TỔNG HỢP.

4. THỜI GIAN XÁC LẬP DÒNG ĐIỆN, ĐIỆN ÁP ĐẦU RA

THỜI GIAN XÁC LẬP, LÀ THỜI GIAN TỪ KHI TÍN HIỆU SỐ ĐƯỢC ĐƯA VÀO ĐẾN KHI DÒNG ĐIỆN HOẶC ĐIỆN ÁP ĐẦU RA ỔN ĐỊNH.

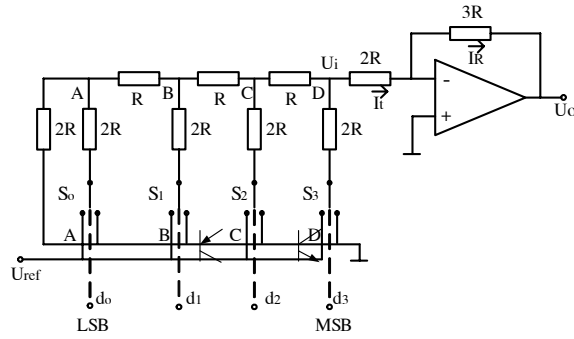
NGOÀI CÁC THAM SỐ TRÊN CÒN MỘT SỐ THAM SỐ KHÁC NHƯ: CÁC MỨC LÓGIC CAO, THẤP, ĐIỆN TRỞ VÀ ĐIỆN DUNG ĐẦU VÀO. DẢI ĐỘNG, ĐIỆN TRỞ VÀ ĐIỆN DUNG ĐẦU RA V.V.

8.2.2. CÁC BỘ CHUYỂN ĐỔI DAC

1. BỘ CHUYỂN ĐỔI DAC ĐIỆN TRỞ HÌNH CHỮ T

HÌNH 8.18 LÀ SƠ ĐỒ DAC ĐIỆN TRỞ HÌNH CHỮ T. HAI LOẠI GIÁ TRỊ ĐIỆN TRỞ R VÀ 2R ĐƯỢC MẮC THÀNH 4 CỰC HÌNH CHỮ T NỐI DÂY CHUYỂN S₃, S₂, S₁, S₀ LÀ CHUYỂN MẠCH TƯƠNG TỰ.

BÊN PHẢI HÌNH CÓ BỘ KHUẾCH ĐẠI ĐẢO DỪNG KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN. u_{ref} LÀ ĐIỆN ÁP CHUẨN THAM CHIẾU, D_3, D_2, D_1, D_0 LÀ MÃ NHỊ PHÂN 4 BIT ĐẦU VÀO. U_0 LÀ ĐIỆN ÁP ĐẦU RA. CÁC CHUYỂN MẠCH S_3, S_2, S_1, S_0 ĐƯỢC ĐIỀU KHIỂN BỞI CÁC TÍN HIỆU SỐ TƯƠNG ỨNG D_3, D_2, D_1, D_0 . KHI $D_1 = 1$ THÌ S_1 NỐI VỚI u_{ref} , KHI $D_1 = 0$ THÌ S_1 NỐI ĐẤT.



HÌNH 8.18. DAC ĐIỆN TRỞ HÌNH CHỮ T.

A) NGUYÊN LÝ HOẠT ĐỘNG

Để giải thích nguyên lý hoạt động của sơ đồ hình 8.18, chúng ta đơn giản hóa mạng điện trở hình chữ T.

Nếu $D_3, D_2, D_1, D_0 = 0001$ thì chỉ có S_0 đầu nối với u_{ref} , còn D_3, D_2, D_1 đều nối đất. Áp dụng định lý Thevenin tuần tự đơn giản hóa mạch từ AA sang phải. Ta thấy cứ qua mỗi mắt mạch (A, B, C, D) thì điện áp ra suy giảm đi một nửa. Vậy nếu u_{ref} nối vào S_0 thì trên đầu ra dd chỉ còn $\frac{u_{ref}}{2^4}$. Cùng với phương pháp trên, xét từng S_3, S_2, S_1 nối với u_{ref} thì trên đầu ra dd tương ứng ($D_3, D_2, D_1, D_0 = 0010, 0100, 1000$) có các điện áp $\frac{u_{ref}}{2^3}, \frac{u_{ref}}{2^2}, \frac{u_{ref}}{2^1}$. Điện trở tương đương của mạch bên trái dd bao giờ cũng là R.

Áp dụng nguyên lý chồng chất đối với các giá trị điện áp trên, ta có mạch tương đương mạng điện trở hình chữ T trên hình 8.19.B trong đó điện trở nội tương đương là R, sức điện động nguồn tương đương là U_E :

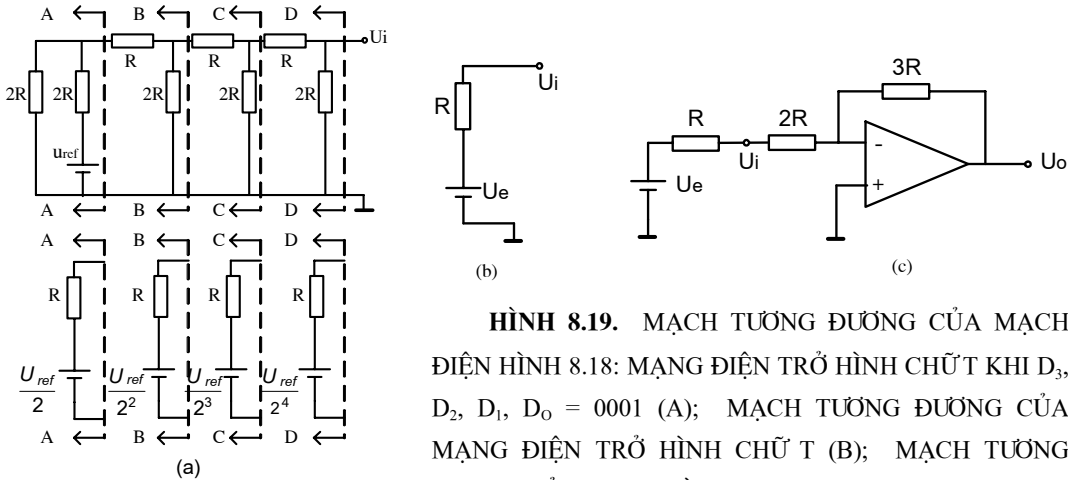
$$u_e = \frac{u_{ref}}{2^4} (d_3 2^3 + d_2 2^2 + d_1 2^1 + d_0 2^0) \quad (8.15)$$

Hình 8.19.C là sơ đồ tương đương toàn mạch, theo lý thuyết mạch khuếch đại thuật toán, ta có điện áp tương tự đầu ra U_0 là:

$$u_o = -u_e = -\frac{u_{ref}}{2^4} (d_3 2^3 + d_2 2^2 + d_1 2^1 + d_0 2^0) \quad (8.16)$$

BIỂU THỨC 8.17 CHỨNG TỎ RẰNG BIÊN ĐỘ ĐIỆN ÁP TƯƠNG TỰ ĐẦU RA TỈ LỆ THUẬN VỚI GIÁ TRỊ TÍN HIỆU SỐ Ở ĐẦU VÀO. CÓ THỂ THẤY RẰNG, ĐỐI VỚI DAC ĐIỆN TRỞ HÌNH CHỮ T N BIT THÌ ĐIỆN ÁP TƯƠNG TỰ Ở ĐẦU RA U_o LÀ:

$$u_o = \frac{u_{ref}}{2^n} (d_{n-1} 2^{n-1} + d_{n-2} 2^{n-2} + \dots + d_1 2^1 + d_0 2^0) \quad (8.17)$$



HÌNH 8.19. MẠCH TƯƠNG ĐƯƠNG CỦA MẠCH ĐIỆN HÌNH 8.18: MẠNG ĐIỆN TRỞ HÌNH CHỮ T KHI $D_3, D_2, D_1, D_0 = 0001$ (A); MẠCH TƯƠNG ĐƯƠNG CỦA MẠNG ĐIỆN TRỞ HÌNH CHỮ T (B); MẠCH TƯƠNG ĐƯƠNG CỦA MẠCH HÌNH 8.18 (C).

B) SAI SỐ CHUYỂN ĐỔI

CÁC NGUYÊN NHÂN DẪN ĐẾN SAI SỐ CỦA DAC HÌNH CHỮ T LÀ:

- SAI LỆCH CỦA ĐIỆN ÁP CHUẨN THAM CHIẾU u_{ref} .
- SAI LỆCH ĐIỂM KHÔNG CỦA KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN.
- ĐIỆN ÁP SỤT TRÊN ĐIỆN TRỞ TIẾP XÚC CỦA TIẾP ĐIỂM CHUYỂN MẠCH.
- SAI SỐ CỦA ĐIỆN TRỞ.

TRONG TRẠNG THÁI ĐỘNG CÓ THỂ MẠNG ĐIỆN TRỞ HÌNH CHỮ T NHƯ MỘT DÂY TRUYỀN DẪN. VẬY CÁC TÍN HIỆU XUNG SINH RA TẠI CÁC CHUYỂN MẠCH CÓ THỜI GIAN TRUYỀN DẪN ĐẾN BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN KHÔNG NHU NHAU. DO ĐÓ SẼ SINH RA CÁC XUNG NHỌN BIÊN ĐỘ ĐÁNG KỂ Ở ĐẦU RA. LẠI THÊM SAI SỐ THỜI GIAN CHUYỂN MẠCH CÓ THỂ KÉO DÀI THỜI GIAN DUY TRÌ XUNG NHỌN. TRONG TRẠNG THÁI ĐỘNG, GIÁ TRỊ TỨC THỜI CỦA ĐIỆN ÁP TƯƠNG TỰ ĐẦU RA CÓ THỂ LỚN HƠN NHIỀU SO VỚI GIÁ TRỊ ỔN ĐỊNH, NGHĨA LÀ SAI SỐ ĐỘNG CÓ THỂ RẤT LỚN. GIÁ TRỊ ĐỈNH CỦA XUNG NHỌN SINH RA TRONG TRƯỜNG HỢP BIT CÓ TRỌNG

SỐ LỚN NHẤT CÁC TÍN HIỆU SỐ ĐẦU VÀO TỪ 0 CHUYỂN SANG 1, CÒN TẤT CẢ CÁC BIT KHÁC VẪN Ở 1. LÚC NÀY GIÁ TRỊ ĐIỆN ÁP TỨC THỜI Ở ĐẦU RA BẰNG GIÁ TRỊ ĐIỆN ÁP TƯƠNG TỰ ĐẦU RA DO CHUYỂN ĐỔI DA CỦA TÍN HIỆU SỐ LỚN NHẤT (CÁC BIT ĐỀU LÀ 1).

ĐỂ KHỬ BỎ ẢNH HƯỞNG CỦA SAI SỐ ĐỘNG, TA CÓ THỂ DÙNG MẠCH GIỮ MẪU Ở ĐẦU RA CỦA DAC (XEM PHẦN MẠCH LẤY MẪU, GIỮ MẪU). HƠN NỬA THỜI GIAN LẤY MẪU, CHỌN SAU KHI ĐÃ KẾT THÚC QUÁ TRÌNH QUÁ ĐỘ. KHI ĐÓ LÚC LẤY MẪU, THÌ XUNG NHỌN ĐÃ QUA RỒI, NÊN SAI SỐ KHÔNG ẢNH HƯỞNG ĐẾN MẪU NỮA.

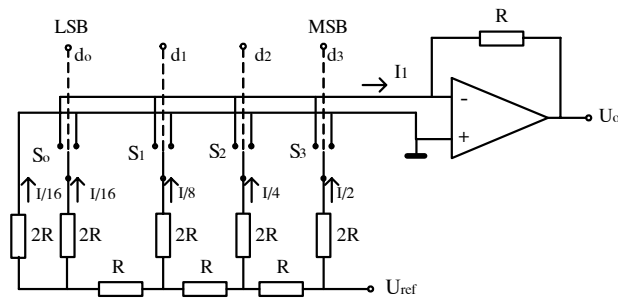
C) TỐC ĐỘ CHUYỂN ĐỔI

DAC HÌNH CHỮ T CÔNG TÁC SONG SONG (CÁC BIT TÍN HIỆU SỐ ĐẦU VÀO, ĐƯỢC ĐƯA VÀO SONG SONG) NÊN CÓ TỐC ĐỘ CHUYỂN ĐỔI CAO. THỜI GIAN CẦN THIẾT CHO MỘT LẦN CHUYỂN ĐỔI GỒM HAI ĐOẠN: THỜI GIAN TRỄ CỦA BIT TÍN HIỆU VÀO XA NHẤT NÀO ĐÓ ĐẾN BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN VÀ THỜI GIAN CẦN THIẾT ĐỂ BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN ỔN ĐỊNH TÍN HIỆU RA. HIỆN NAY IC ĐƠN CHÍP DAC TỪ 10 ÷ 12 BIT CÓ THỜI GIAN CHUYỂN ĐỔI CỠ VÀI μs , TRONG ĐÓ THỜI GIAN TRỄ TRUYỀN ĐẠT KHÔNG QUÁ $1\mu\text{s}$.

2. BỘ CHUYỂN ĐỔI DAC ĐIỆN TRỞ HÌNH CHỮ T ĐẢO

HÌNH 8.20 TRÌNH BÀY SƠ ĐỒ DAC ĐIỆN TRỞ HÌNH CHỮ T ĐẢO.

ĐỂ TRÁNH KHỎI CÁC XUNG NHỌN XUẤT HIỆN TRONG QUÁ TRÌNH ĐỘNG CỦA DAC ĐIỆN TRỞ HÌNH CHỮ T, NHỜ VẬY NÂNG CAO ĐƯỢC TỐC ĐỘ CHUYỂN ĐỔI, TA TÌM CÁCH DUY TRÌ DÒNG ĐIỆN QUA MỖI NHÁNH TRONG MẠNG LÀ KHÔNG ĐỔI. DÙ TÍN HIỆU SỐ ĐẦU VÀO LÀ 1 HAY LÀ 0 THÌ DÒNG ĐIỆN CHẠY QUA TRONG NHÁNH TƯƠNG ỨNG VỚI BIT ĐÓ CŨNG KHÔNG ĐỔI.



HÌNH 8.20. DAC ĐIỆN TRỞ HÌNH CHỮ T ĐẢO.

VẬY LÀ CÓ THỂ LOẠI TRỪ CƠ BẢN NGUYÊN NHÂN TẠO RA XUNG NHỌN. HÌNH 8.20 GIỚI THIỆU MẠCH ĐIỆN ĐẢM BẢO MỤC ĐÍCH ĐÓ. CHÚNG TA GỌI MẠCH HÌNH 8.20 LÀ DAC ĐIỆN TRỞ HÌNH CHỮ T ĐẢO.

NẾU BIT BẤT KỲ CỦA TÍN HIỆU SỐ ĐẦU VÀO LÀ 1 THÌ CHUYỂN MẠCH TƯƠNG ỨNG SẼ NỐI ĐIỆN TRỞ NHÁNH XÉT VÀO ĐẦU ĐẢO CỦA BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN, NẾU BIT LÀ 0 THÌ CHUYỂN MẠCH SẼ NỐI ĐIỆN TRỞ XUỐNG ĐẤT. VẬY DÙ TRẠNG THÁI TÍN HIỆU ĐẦU VÀO THẾ NÀO THÌ DÒNG ĐIỆN MỖI NHÁNH ĐỀU GIỮ KHÔNG ĐỔI. DÒNG ĐIỆN TỔNG LẤY TỪ NGUỒN ĐIỆN ÁP CHUẨN DO ĐÓ CŨNG KHÔNG ĐỔI:

$$I = \frac{u_{ref}}{R}$$

$$\text{DO ĐÓ CÓ ĐIỆN ÁP ĐẦU RA: } u_o = -I_1 R = -\frac{u_{ref}}{2^4} (d_3 2^3 + d_2 2^2 + d_1 2^1 + d_0 2^0)$$

(8.18)

TỨC LÀ ĐIỆN ÁP TƯƠNG TỰ ĐẦU RA TỈ LỆ VỚI VỚI GIÁ TRỊ TÍN HIỆU SỐ ĐẦU VÀO. ƯU ĐIỂM NỔI BẬT CỦA MẠCH NÀY LÀ TỐC ĐỘ CAO, VÀ XUNG NHỌN Ở ĐẦU RA TRONG QUÁ TRÌNH ĐỘNG LÀ RẤT NHỎ.

DÒNG ĐIỆN TRONG CÁC NHÁNH CỦA MẠCH ĐIỆN TRỞ HÌNH CHỮ T ĐẢO NỐI TRỰC TIẾP VÀO ĐẦU VÀO CỦA BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN; VÌ VẬY KHÔNG CÓ SAI LỆCH THỜI GIAN TRUYỀN ĐẠT CHÚNG, TỨC LÀ GIẢM NHỎ SAI SỐ TRẠNG THÁI ĐỘNG. TRONG QUÁ TRÌNH CHUYỂN ĐỔI TRẠNG THÁI, DÒNG ĐIỆN TRONG TỪNG NHÁNH VẪN KHÔNG ĐỔI, KHÔNG CẦN THỜI GIAN KIẾN LẬP VÀ NGẮT BỎ CỦA DÒNG ĐIỆN (CÁC CHUYỂN MẠCH TƯƠNG TỰ NÓI CHUNG ĐỀU CÔNG TÁC THEO YÊU CẦU TRƯỚC THÔNG SAU NGẮT KHI CHUYỂN ĐỔI TRẠNG THÁI).

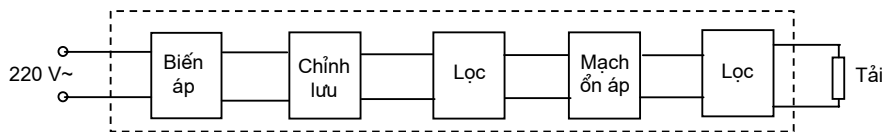
VÌ NHỮNG NGUYÊN NHÂN TRÊN ĐÂY, MẠCH DAC ĐIỆN TRỞ HÌNH CHỮ T ĐẢO LÀ MẠCH CÓ TỐC ĐỘ CHUYỂN ĐỔI DA HẠNG CAO NHẤT.

SAI SỐ TĨNH CỦA MẠCH ĐIỆN TRỞ HÌNH CHỮ T ĐẢO CŨNG GIỐNG NHƯ MẠCH ĐIỆN TRỞ HÌNH CHỮ T TRÊN ĐÂY.

CHƯƠNG 9

NGUỒN NUÔI MỘT CHIỀU

NGUỒN NUÔI MỘT CHIỀU LÀ CẦN THIẾT CHO MỌI THIẾT BỊ ĐIỆN TỬ. TRỪ MỘT SỐ TRƯỜNG HỢP CÁC THIẾT BỊ ĐIỆN TỬ ĐƯỢC THIẾT KẾ CHỈ DÙNG CÁC NGUỒN ĐIỆN HOÁ NHƯ PIN, ẮC-QUY; TRONG NHIỀU TRƯỜNG HỢP NGUỒN NUÔI MỘT CHIỀU ĐƯỢC TẠO RA BẰNG CÁCH BIẾN ĐỔI VÀ CHỈNH LƯU DÒNG ĐIỆN XOAY CHIỀU 50 HZ TỪ MẠNG ĐIỆN CÔNG NGHIỆP THÀNH PHỐ. NHƯ TẠI CHƯƠNG 4 VỀ MẠCH CHỈNH LƯU DÒNG DIODE BÁN DẪN ĐÃ NÓI, DO CÓ GỌN SÓNG BIÊN ĐỘ GÂY RA BỞI SỰ BIẾN ĐỔI GIÁ TRỊ TỨC THỜI CỦA NGUỒN ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU NÊN CẦN CÓ BỘ LỌC THÔNG THẤP ĐỂ SAN BẰNG GỌN SÓNG. CŨNG DO THĂNG GIÁNG CỦA NGUỒN ĐIỆN VÀO VÀ THĂNG GIÁNG CỦA TẢI CÙNG CÁC BIẾN ĐỘNG KHÁC NÊN MUỐN CÓ ĐƯỢC ĐIỆN ÁP RA BỘ NGUỒN ỔN ĐỊNH THÌ PHẢI THIẾT KẾ THÊM CÁC MẠCH ỔN ÁP (HOẶC ỔN DÒNG) ĐỂ BÙ TRỪ CÁC BIẾN ĐỘNG NÀY. SƠ ĐỒ KHỐI CỦA MỘT NGUỒN NUÔI MỘT CHIỀU NÓI CHUNG ĐƯỢC BIỂU DIỄN TRÊN HÌNH 9.1.



HÌNH 9.1. SƠ ĐỒ KHỐI CỦA NGUỒN NUÔI CÓ ỔN ÁP.

BIẾN ÁP LÀ THIẾT BỊ BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU LỐI VÀO (THÍ DỤ, 220V~) THÀNH ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU LỐI RA CÓ BIÊN ĐỘ CẦN THIẾT.

MẠCH CHỈNH LƯU CÓ NHIỆM VỤ CHUYỂN ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU BÊN THỨ CẤP BIẾN ÁP THÀNH ĐIỆN ÁP MỘT CHIỀU CÓ BIÊN ĐỘ BIẾN ĐỔI MẤP MÔ.

MẠCH LỌC THÔNG THẤP SAN BẰNG CÁC MẤP MÔ, CHẶN CÁC THÀNH PHẦN SÓNG XOAY CHIỀU VÀ CHỈ CHO THÀNH PHẦN MỘT CHIỀU CÓ BIÊN ĐỘ KHÔNG ĐỔI ĐI ĐẾN TẢI.

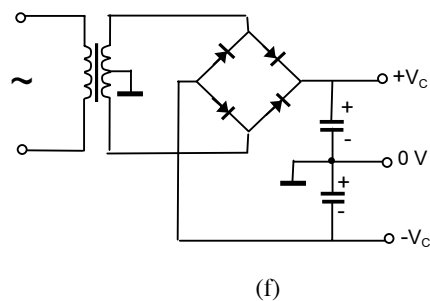
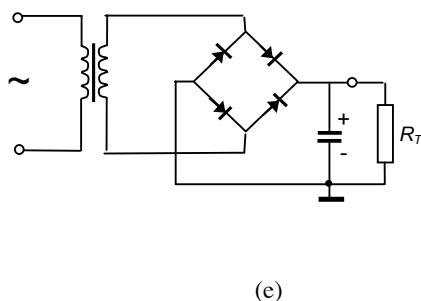
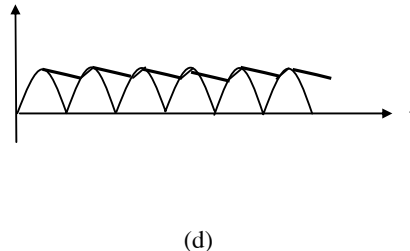
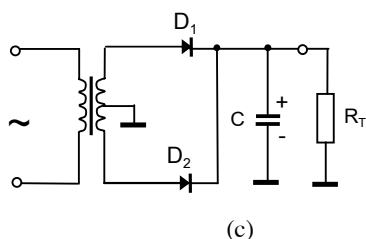
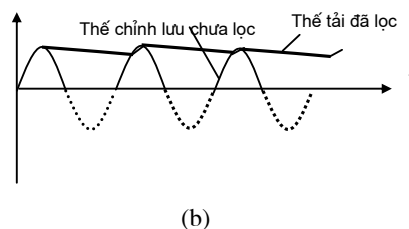
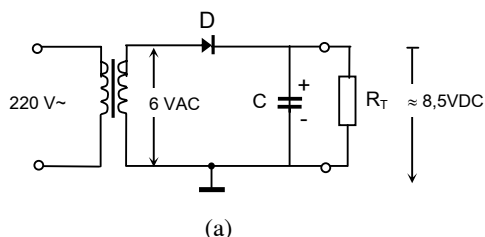
BỘ ỔN ÁP (HOẶC ỔN DÒNG) CÓ NHIỆM VỤ LÀM ỔN ĐỊNH ĐIỆN ÁP (HOẶC DÒNG ĐIỆN) Ở LỐI RA TRÊN HAI ĐẦU TẢI CHO DÙ CÁC ĐIỆN ÁP TRƯỚC ĐÓ HAY TRỞ TẢI THAY ĐỔI TRONG MỘT GIỚI HẠN NÀO ĐÓ.

DƯỚI ĐÂY SẼ ĐIỂM QUA MỘT SỐ LOẠI NGUỒN NUÔI VÀ MẠCH ỔN ÁP.

9.1. CÁC BỘ CHỈNH LƯU KHÔNG ĐIỀU KHIỂN

9.1.1. CÁC BỘ CHỈNH LƯU THÔNG THƯỜNG

CÁC BỘ CHỈNH LƯU MỘT NỬA CHU KỲ VÀ HAI NỬA CHU KỲ ĐÃ ĐƯỢC TRÌNH BÀY TRONG CHƯƠNG 4. HÌNH 9.2 LÀ CÁC SƠ ĐỒ CHỈNH LƯU THÔNG DỤNG. BỘ CHỈNH LƯU NỬA CHU KỲ HÌNH 9.2.A ĐÃ ĐƯỢC TRÌNH BÀY TẠI CHƯƠNG 4. NẾU ĐIỆN TRỞ TẢI ĐỦ LỚN THÌ THỂ RA BẰNG THỂ ĐỈNH (BIÊN ĐỘ SÓNG SIN). NHƯ TRÊN HÌNH CHO THẤY NẾU THỂ HIỆU DỤNG XOAY CHIỀU Ở LỐI RA CUỘN THỨ CẤP BIẾN ÁP LÀ 6VAC THÌ THỂ RA TRÊN TẢI CỖ $6 \times \sqrt{2} \approx 8,5V$ MỘT CHIỀU. DẠNG SÓNG LỐI RA KHI KHÔNG CÓ BỘ LỌC VÀ CÓ BỘ LỌC NHƯ HÌNH 9.2.B. BỘ CHỈNH LƯU HAI NỬA CHU KỲ DÙNG 2 DIODE VỚI BIẾN ÁP CÓ ĐIỂM GIỮA NỐI ĐẤT (HÌNH 9.2.C) CHO PHÉP TIẾT KIỆM ĐƯỢC 2 DIODE NHƯNG CUỘN THỨ CẤP BIẾN THỂ CUỐN CÓ PHỨC TẠP HƠN DO CẦN ĐƯA RA ĐIỂM GIỮA CỦA CUỘN DÂY. DẠNG SÓNG LỐI RA TRÊN HÌNH 9.2.D CHO THẤY HIỆU QUẢ LỌC SẼ TỐT HƠN DO LỐI RA TỒN TẠI CẢ HAI NỬA CHU KỲ SÓNG SIN. THAY VÌ CHO SƠ ĐỒ HÌNH 9.2.C THƯỜNG HAY DÙNG BỘ CHỈNH LƯU HAI NỬA CHU KỲ KIỂU NẮN CẦU NHƯ HÌNH 9.2.E. SƠ ĐỒ NGUỒN CHỈNH LƯU LƯỠNG CỰC $\pm E_C$ CHO TRÊN HÌNH 9.2.F.

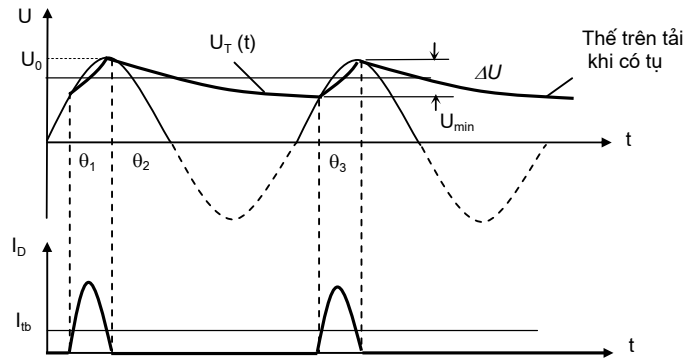


HÌNH 9.2. MỘT SỐ NGUỒN MỘT CHIỀU THÔNG DỤNG.

9.1.2. LỌC GỌN SÓNG LỐI RA TRÊN TRỞ TẢI

TRONG CÁC SƠ ĐỒ TRÊN, ĐIỆN ÁP RA TRÊN TẢI MỚI LÀ MỘT CHIỀU NHUNG CÓ BIÊN ĐỘ CÒN BIẾN ĐỔI THEO SÓNG HÌNH SIN. MUỐN CÓ ĐƯỢC ĐIỆN ÁP RA MỘT CHIỀU CÓ BIÊN ĐỘ BẰNG PHẪNG (KHÔNG ĐỔI) PHẢI MẮC SONG SONG VỚI TẢI MỘT TỤ ĐIỆN C CÓ ĐIỆN DUNG ĐỦ LỚN NHƯ ĐÃ NÓI TRONG CHƯƠNG 4. VÌ ĐIỆN TRỞ THUẬN R_D CỦA DIODE RẤT NHỎ VÀ $R_D \ll R_T$ NÊN HẦU NHƯ TỤ ĐƯỢC NẠP TỚI GẦN THẾ ĐỈNH CỦA ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU TRONG MỖI CHU KỲ. TIẾP ĐÓ DO ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU GIẢM XUỐNG THEO DẠNG HÌNH SIN VÀ SANG CHU KỲ ÂM (NẾU LÀ CHỈNH LƯU NỬA CHU KỲ) NÊN THẾ ANODE CỦA DIODE TRỞ NÊN THẤP HƠN THẾ KATHODE (LÀ THẾ TRÊN TỤ ĐIỆN), DO VẬY DIODE BỊ CẤM. TỤ LÚC NÀY SẼ PHÓNG ĐIỆN QUA ĐIỆN TRỞ TẢI VỚI HẰNG SỐ THỜI GIAN BẰNG $R_T C$ LỚN HƠN NHIỀU HẰNG SỐ THỜI GIAN KHI NẠP. ĐƯỜNG PHÓNG ĐIỆN THEO HÀM E MŨ ĐƯỢC SUY GIẢM RẤT CHẬM CHO TỚI KHI GẬP SƯỜN LÊN CỦA CHU KỲ DƯƠNG SÓNG HÌNH SIN TIẾP THEO. KẾT QUẢ LÀ TA SẼ CÓ MỘT ĐIỆN ÁP LỐI RA TRÊN TẢI TƯƠNG ĐỐI BẰNG PHẪNG NHƯ HÌNH 9.3. TRÊN HÌNH CŨNG CHO THẤY DÒNG ĐIỆN CHẢY QUA DIODE CHỈ XUẤT HIỆN KHI DIODE ĐƯỢC PHÂN CỰC THUẬN TRONG MỘT PHẦN NHỎ NỬA CHU KỲ ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU. TRỊ TRUNG BÌNH CỦA DÒNG NÀY QUYẾT ĐỊNH ĐẾN KHẢ NĂNG CHỊU NHIỆT CỦA DIODE VÀ CÀNG NHỎ KHI TRỞ TẢI CÀNG LỚN. NẾU NHÌN NHẬN THEO QUAN ĐIỂM PHỔ THÌ PHỔ FOURIER CỦA ĐIỆN ÁP RA TRÊN TẢI SAU CHỈNH LƯU KHI CHƯA MẮC TỤ ĐIỆN BAO GỒM THÀNH PHẦN MỘT CHIỀU VÀ CÁC THÀNH PHẦN XOAY CHIỀU CÓ TẦN SỐ BẰNG VÀ LỚN HƠN TẦN SỐ MẠNG ĐIỆN CÔNG NGHIỆP 50HZ. DO VẬY MUỐN ĐIỆN ÁP RA NÀY HOÀN TOÀN LÀ MỘT CHIỀU THÌ PHẢI DÙNG MỘT MẠCH LỌC TẦN THẤP BAO GỒM CÁC PHẦN TỬ R_D , C VÀ R_T LÀM SUY GIẢM HẾT CÁC THÀNH PHẦN XOAY CHIỀU TRÊN.

VỚI R_D CỐ ĐỊNH, TÍCH SỐ $R_T C$ CÀNG LỚN CÀNG THU HẸP DẢI TRUYỀN CỦA MẠCH QUANH THÀNH PHẦN MỘT CHIỀU VÀ ĐIỆN ÁP RA CÀNG BẰNG PHẪNG. TRONG MỘT SỐ TRƯỜNG HỢP NGƯỜI TA CÓ THỂ MẮC THÊM MỘT SỐ MẠCH LỌC TẦN THẤP NỮA, ĐẶC BIỆT



HÌNH 9.3. LỌC GỌN SÓNG TRÊN TẢI.

LÀ MẠCH CÓ CUỘN CẢM L MẮC NỐI TIẾP VỚI TẢI. TRONG KỸ THUẬT, THƯỜNG ĐÁNH GIÁ PHẨM CHẤT CỦA MẠCH LỌC CHỈNH LƯU BẰNG TỶ SỐ MẮP MÔ

$k_c \equiv \frac{\Delta U}{U_0} \times 100\%$ TRONG ĐÓ U_0 LÀ BIÊN ĐỘ ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU CẤP CHO BỘ CHỈNH

LƯU, ΔU LÀ GIÁ TRỊ ĐIỆN ÁP MẮP MÔ TRÊN TẢI. THEO HÌNH 9.3 THÌ ΔU ĐƯỢC TÍNH BẰNG HIỆU CỦA U_0 TRỪ ĐI GIÁ TRỊ SÓNG SIN TẠI GÓC PHA θ ỨNG VỚI THỜI ĐIỂM ĐƯỜNG PHÓNG ĐIỆN CỦA TỤ QUA TẢI GẬP SUỒN LÊN CỦA NỬA CHU KỲ SAU ĐIỆN ÁP XOAY CHIỀU. CHO GIÁ TRỊ TẢI, TA CÓ THỂ TÍNH ĐƯỢC ĐIỆN DUNG C TỐI THIỂU ĐỂ ĐẢM BẢO MỘT TỶ SỐ MẮP MÔ CẦN THIẾT. THÍ DỤ CHO TRỞ TẢI $R_T = 10 \text{ K}\Omega$, CHỈNH LƯU NỬA CHU KỲ VÀ TỶ SỐ MẮP MÔ $K_C = 1\%$. TÍNH C ?

$$k_c = \frac{\Delta U}{U_0} = \frac{U_0 - U_0 \sin \theta_1}{U_0} = 1 - \sin \theta_1 \rightarrow \sin \theta_1 = 1 - k_c \rightarrow \theta_1 = \arcsin(1 - k_c) \quad (9.1)$$

TỤ PHÓNG ĐIỆN QUA TẢI TỪ THỜI ĐIỂM $\theta_2 = \pi/2$ ĐẾN $\theta_3 = \theta_1 + 2\pi$ THEO QUY LUẬT E MŨ:

$$U_T = U_0 e^{-t/RC} = U_0 e^{-(\theta_3 - \theta_2)/\omega RC} = U_0 e^{-(\theta_1 + 2\pi - \pi/2)/\omega RC} \quad (9.2)$$

TẠI GÓC θ_3 THOẢ MÃN CẢ HAI ĐƯỜNG PHÓNG ĐIỆN DẠNG E MŨ VÀ ĐƯỜNG SIN, CÓ PHƯƠNG TRÌNH:

$$U_0 e^{-(\theta_1 + 3\pi/4)/\omega RC} = U_0 \sin \theta_1 \quad (9.3)$$

$$\text{TỪ ĐÂY TÍNH ĐƯỢC:} \quad C = -\frac{\arcsin(1 - k_c) + \frac{3\pi}{4}}{2\pi \cdot f \cdot R \cdot \ln(1 - k_c)}$$

(9.4)

THAY CÁC SỐ VÀO CÓ:

$$C = -\frac{\arcsin(1-0,01) + 3\pi/4}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^4 \cdot \ln(1-0,01)} = 120 \cdot 10^{-6} F = 120 \mu F$$

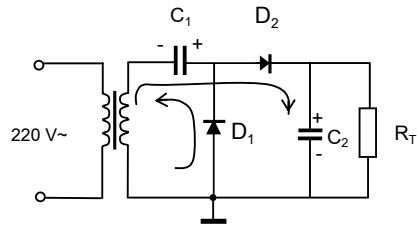
VỚI TRƯỜNG HỢP CHỈNH LƯU HAI NỬA CHU KỲ, THAY GÓC $\theta_3 = \theta_1 + \pi$ TA SẼ TÍNH ĐƯỢC $C = 95 \mu F$.

9.1.3 CÁC BỘ CHỈNH LƯU BỘI ÁP

TRONG CÁC BỘ CHỈNH LƯU NÓI TRÊN, ĐIỆN ÁP RA MỘT CHIỀU KHÔNG TẢI CỰC ĐẠI CŨNG CHỈ BẰNG BIÊN ĐỘ THỂ LỐI VÀO XOAY CHIỀU.

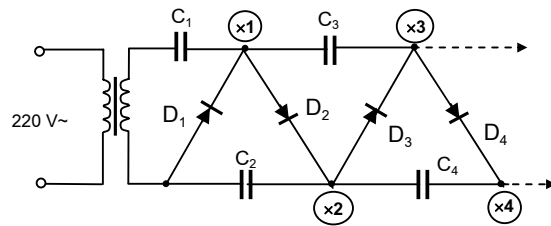
TRONG MỘT SỐ TRƯỜNG HỢP, KHI CẦN MỘT ĐIỆN ÁP RA CÓ GIÁ TRỊ CAO HƠN MÀ VẪN CHỈ DÙNG ĐIỆN ÁP VÀO XOAY CHIỀU CÓ BIÊN ĐỘ THẤP THÌ PHẢI CẦN DÙNG BỘ CHỈNH LƯU BỘI ÁP.

HÌNH 9.4 LÀ SƠ ĐỒ BỘ CHỈNH LƯU NHÂN ĐÔI THỂ. TRONG NỬA CHU KỲ VÀO ÂM, DÒNG ĐIỆN SẼ NẠP CHO TỤ C_1 QUA DIODE D_1 VỚI THỂ PHÂN CỰC TRÊN TỤ NHƯ HÌNH VẼ. ĐỘ LỚN CỦA THỂ NÀY ĐƠN GIẢN BẰNG BIÊN ĐỘ ĐIỆN ÁP VÀO XOAY CHIỀU. TRONG NỬA CHU KỲ DƯƠNG TIẾP THEO, DÒNG ĐIỆN SẼ ĐI QUA $C_1 D_2$ VÀ NẠP ĐIỆN CHO C_2 . NHƯ VẬY ĐIỆN ÁP NẠP CHO C_2 LÚC NÀY SẼ BẰNG TỔNG BIÊN ĐỘ ĐIỆN ÁP VÀO XOAY CHIỀU TRONG NỬA CHU KỲ ÂM CỦA NGUỒN ĐIỆN VÀO. HAY NÓI CÁCH KHÁC THỂ TRÊN TỤ C_2 , TỨC LÀ THỂ CẤP CHO TẢI, BẰNG 2 LẦN BIÊN ĐỘ ĐIỆN ÁP VÀO XOAY CHIỀU.



HÌNH 9.4. BỘ CHỈNH LƯU NHÂN ĐÔI THỂ.

HÌNH 9.5. LÀ SƠ ĐỒ BỘ CHỈNH LƯU NHÂN THỂ BỘI ÁP NHIỀU LẦN. TRONG NỬA CHU KỲ ÂM THỨ NHẤT, D_1 THÔNG, D_2 VÀ D_3 CẮM; TỤ C_1 ĐƯỢC NẠP ĐẾN THỂ $U_{C1} \approx U_2$. NỬA CHU KỲ DƯƠNG TIẾP THEO, D_2 THÔNG, D_1 VÀ D_3 CẮM; DÒNG QUA D_2 NẠP CHO C_2 ĐIỆN ÁP GẤP ĐÔI $U_{C2} = 2U_2$. NỬA CHU KỲ ÂM TIẾP THEO NỮA, D_3 THÔNG, D_1 VÀ D_2 CẮM; DÒNG QUA D_3 NẠP CHO CÁC TỤ C_1 MẮC NỐI TIẾP VỚI C_3 VỚI

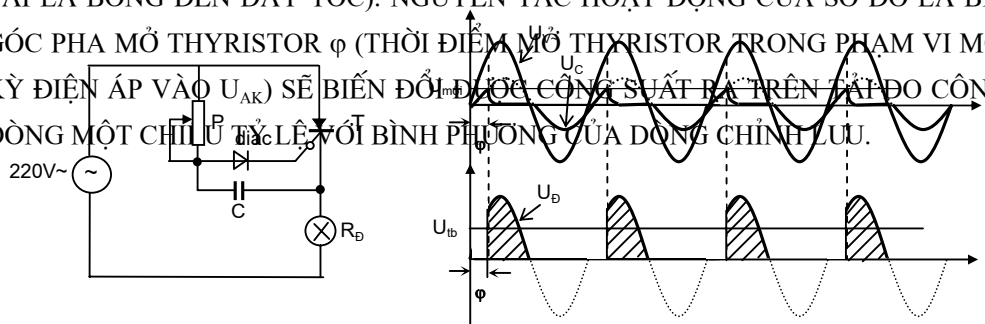


HÌNH 9.5. BỘ CHỈNH LƯU BỘI ÁP N LẦN.

THỂ BẰNG $U_{2\sim} + U_{C2} = 3U_{2\sim}$. TUY NHIÊN DO C_1 ĐÃ ĐƯỢC NẠP ĐẾN THỂ $U_{2\sim}$ NÊN C_3 SẼ ĐƯỢC NẠP ĐẾN THỂ $U_{C2} = 2U_{2\sim}$. LÝ LUẬN TƯƠNG TỰ CHO MẮT THỨ 4 VÀ CÁC MẮT TIẾP THEO.

9.2. BỘ CHỈNH LƯU CÓ ĐIỀU KHIỂN

BỘ CHỈNH LƯU CÓ ĐIỀU KHIỂN SỬ DỤNG LINH KIỆN THYRISTOR HOẶC TRIAC CHO PHÉP ĐIỀU CHỈNH DỄ DÀNG CÔNG SUẤT RA TRÊN TẢI BẰNG CÁCH ĐIỀU CHỈNH THỜI ĐIỂM MỞ (ĐIỀU CHỈNH PHA) THÍCH HỢP. HÌNH 9.6 LÀ MỘT SƠ ĐỒ CHỈNH LƯU CÓ ĐIỀU KHIỂN SỬ DỤNG THYRISTOR. SƠ ĐỒ NÀY CHO PHÉP DỄ DÀNG ĐIỀU CHỈNH CÔNG SUẤT RA TRÊN TẢI (THÍ DỤ, ĐIỀU CHỈNH ĐỘ SÁNG TỐI CỦA MỘT TẢI LÀ BÓNG ĐÈN DÂY TÓC). NGUYÊN TẮC HOẠT ĐỘNG CỦA SƠ ĐỒ LÀ BIẾN ĐỔI GÓC PHA MỞ THYRISTOR φ (THỜI ĐIỂM MỞ THYRISTOR TRONG PHẠM VI MỘT CHU KỲ ĐIỆN ÁP VÀO U_{AK}) SẼ BIẾN ĐỔI ĐƯỢC CÔNG SUẤT RA TRÊN TẢI DO CÔNG SUẤT DÒNG MỘT CHỈU TỶ LỆ VỚI BÌNH PHƯƠNG CỦA DÒNG CHỈNH LƯU.



HÌNH 9.6. SƠ ĐỒ ĐIỀU CHỈNH CÔNG SUẤT RA TRÊN TẢI.

NHÌN VÀO SƠ ĐỒ MẠCH TA THẤY, KHI BẮT ĐẦU NỬA CHU KỲ DƯƠNG THYRISTOR Ở VÀO TRẠNG THÁI CẤM. TỤ C SẼ ĐƯỢC NẠP ĐIỆN QUA MẠCH GỒM BIẾN TRỞ P VÀ ĐIỆN TRỞ TẢI R_b VỚI HÀNG SỐ THỜI GIAN PR_bC . LINH KIỆN MẮC NỐI TIẾP VỚI CỰC ĐIỀU KHIỂN CỦA THYRISTOR VÀ SONG SONG VỚI TỤ C GỌI LÀ DIAC. DIAC LÀ MỘT LINH KIỆN CÓ ĐẶC TÍNH GIỐNG NHƯ THYRISTOR NHƯNG KHÔNG CÓ CỰC ĐIỀU KHIỂN, CHỈ CÓ 2 CỰC ANODE VÀ KATHODE NHƯ MỘT DIODE. NÓ SẼ CHUYỂN TỪ TRẠNG THÁI CẤM SANG THÔNG RẤT NHANH KHI THỂ TRÊN HAI CỰC ĐẠT TỚI MỘT GIÁ TRỊ NGƯỠNG $U_{m\ddot{o}i}$ NHẤT ĐỊNH. KHI THỂ TỤ ĐIỆN C (BẰNG THỂ TRÊN DIAC) ĐẠT TỚI $U_{m\ddot{o}i}$ THÌ DIAC CHUYỂN SANG TRẠNG THÁI THÔNG. TỤ PHÓNG ĐIỆN QUA DIAC TẠO THÀNH MỘT XUNG DƯƠNG ĐƯA VÀO CỰC CỦA ĐIỀU KHIỂN, LÀM CHO THYRISTOR THÔNG. LÚC NÀY TOÀN BỘ ĐIỆN ÁP NGUỒN ĐƯỢC ĐẶT LÊN

TRỞ TẢI ĐÈN R_D , THYRISTOR SẼ THÔNG CHO TỐI HẾT NỬA CHU KỲ DƯƠNG. TỐI NỬA CHU KỲ DƯƠNG TIẾP THEO QUÁ TRÌNH TIẾP DIỄN NHƯ VẬY.

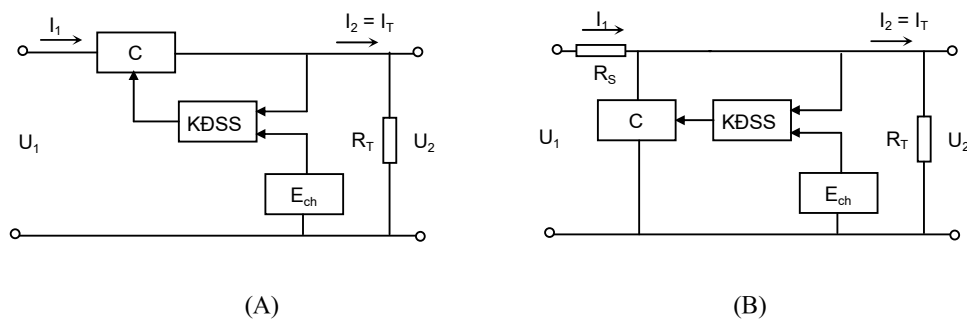
VẬY BẰNG CÁCH ĐIỀU CHỈNH GIÁ TRỊ CỦA BIẾN TRỞ P , TA CÓ THỂ BIẾN ĐỔI ĐƯỢC HẰNG SỐ THỜI GIAN NẠP ĐIỆN CHO TỤ VÀ CÓ NGHĨA LÀ BIẾN ĐỔI GÓC PHA MỞ φ CHO THYRISTOR. NHÌN TRÊN GIẢN ĐỒ THỜI GIAN TA THẤY GÓC MỞ NÀY QUYẾT ĐỊNH CÔNG SUẤT TRUNG BÌNH, CÔNG SUẤT HIỆU DỤNG SẢN RA TRÊN TẢI. GÓC MỞ φ CÀNG LỚN, CÔNG THỂ HIỆU DỤNG VÀ CÔNG SUẤT TRÊN TẢI CÀNG NHỎ, ĐÈN CÀNG SÁNG YẾU.

9.3. MẠCH ỔN ÁP KIỂU BÙ

MẠCH ỔN ÁP CHO PHÉP MỘT SỰ ỔN ĐỊNH CỦA ĐIỆN ÁP LỐI RA TRONG MỘT DẢI BIẾN ĐỔI CỦA ĐIỆN ÁP NGUỒN VÀO CŨNG NHƯ SỰ BIẾN ĐỔI CỦA CÁC THÔNG SỐ KHÁC NHƯ: TRỞ TẢI, THĂNG GIÁNG NHIỆT ĐỘ MÔI TRƯỜNG, V.V... THƯỜNG QUAN TÂM ĐẾN ĐỊNH NGHĨA HỆ SỐ ỔN ÁP CHO BIẾT ĐIỆN ÁP LỐI RA BỊ ẢNH HƯỞNG BAO NHIÊU KHI ĐIỆN ÁP NGUỒN VÀO BIẾN THIÊN 10%:

$$k_s \equiv \frac{\Delta U_{ra}}{U_{ra}} \bigg|_{\substack{U_v \text{ biến thiên } 10\% \\ T, R_T = \text{const}}} \times 100\% \quad (9.5)$$

NGOÀI SƠ ĐỒ ỔN ÁP DÙNG CÁC *DIODE ỔN ÁP* (ZENER) NHƯ ĐÃ TRÌNH BÀY TRONG CHƯƠNG 4, CÁC SƠ ĐỒ BỘ *ỔN ÁP KIỂU BÙ* CHO PHÉP NÂNG CAO CHẤT LƯỢNG VÀ ĐÁP ỨNG HẦU HẾT CÁC YÊU CẦU THỰC TẾ. CÓ THỂ PHÂN LOẠI THEO KẾT CẤU SƠ ĐỒ BỘ ỔN ÁP KIỂU BÙ GỒM 2 LOẠI: *Kiểu Bù Nối Tiếp* (HÌNH 9.7.A) VÀ *Bù Song Song* (HÌNH 9.7.B). TRONG ĐÓ, C LÀ PHẦN TỬ ĐIỀU CHỈNH, $KĐSS$ LÀ PHẦN TỬ KHUẾCH ĐẠI VÀ SO SÁNH, E_{ch} LÀ NGUỒN ĐIỆN ÁP CHUẨN, R_s LÀ TRỞ HẠN CHẾ DÒNG.

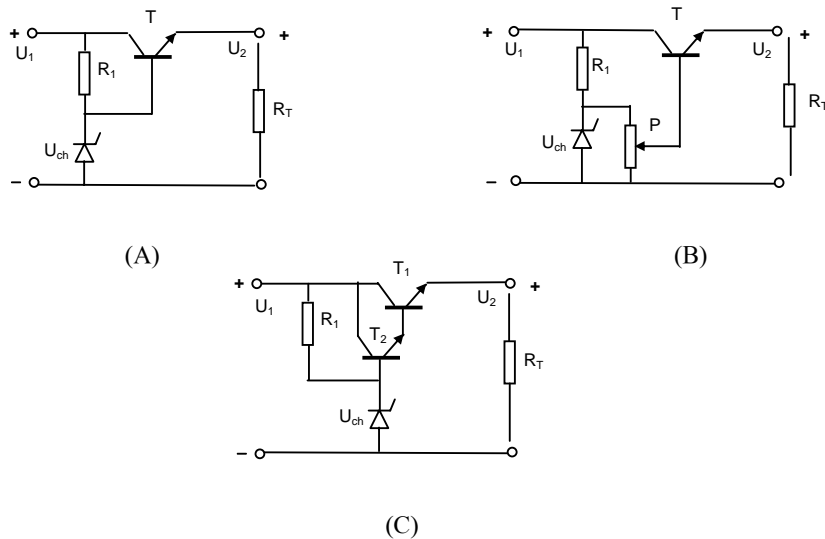


HÌNH 9.7. SƠ ĐỒ KHỐI MẠCH ỔN ÁP KIỂU BÙ NỐI TIẾP (A) VÀ BÙ SONG SONG (B).

NGUYÊN TẮC HOẠT ĐỘNG CỦA BỘ ỔN ÁP NỐI TIẾP NHƯ SAU: DO MỘT NGUYÊN NHÂN NÀO ĐÓ DẪN ĐẾN LÀM BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP MỘT LƯỢNG NÀO ĐÓ. LƯỢNG NÀY ĐƯỢC SO SÁNH VỚI ĐIỆN ÁP CHUẨN U_{ch} TẠI PHẦN TỬ KHUẾCH ĐẠI SO SÁNH KĐSS. LỐI RA CỦA BỘ KĐSS LÀ BIẾN ĐỘNG $\Delta U_T = U_T - U_{ch}$ SẼ TÁC ĐỘNG LÊN PHẦN TỬ ĐIỀU KHIỂN C. VÌ C ĐƯỢC MẮC NỐI TIẾP VỚI TRỞ TẢI NÊN SỰ TÁC ĐỘNG NÀY ĐƯỢC THIẾT KẾ SAO CHO SỰT ÁP TRÊN C TĂNG HAY GIẢM ĐỂ BÙ LẠI SỰ GIẢM HAY TĂNG CỦA ĐIỆN ÁP TRỞ TẢI. DO VẬY MÀ ĐIỆN ÁP TRÊN TẢI ĐƯỢC BÙ GIỮ KHÔNG ĐỔI.

NGUYÊN TẮC HOẠT ĐỘNG CỦA BỘ ỔN ÁP SONG SONG LÀ NHƯ SAU: NHƯ Ở BỘ ỔN ÁP NỐI TIẾP, PHẦN BIẾN ĐỘNG $\Delta U_T = U_T - U_{ch}$ ĐƯỢC PHÁT HIỆN BỞI PHẦN TỬ KHUẾCH ĐẠI SO SÁNH KĐSS VÀ NGUỒN ÁP CHUẨN SẼ TÁC ĐỘNG LÊN PHẦN TỬ ĐIỀU KHIỂN C LÀM THAY ĐỔI DÒNG QUA NÓ. DO C ĐƯỢC MẮC SONG SONG VỚI TẢI QUA TRỞ R_s NÊN DÒNG NÀY SẼ CÓ XU HƯỚNG ĐIỀU CHỈNH SỰ TĂNG HAY GIẢM SỰT ÁP TRÊN R_s THEO XU HƯỚNG BÙ LẠI SỰ GIẢM HAY TĂNG ÁP TRÊN TRỞ TẢI: NẾU ĐIỆN ÁP TRÊN TRỞ TẢI TĂNG THÌ DÒNG QUA C SẼ TĂNG LÀM DÒNG QUA TẢI GIẢM DẪN TỚI THỂ TRÊN ĐÓ KHÔNG ĐỔI, V.V...

TA SẼ XÉT MỘT MẠCH ỔN ÁP NỐI TIẾP MỘT TẦNG CỤ THỂ DÙNG BỘ LẬP LẠI EMITTER ĐƠN GIẢN NHẤT NHƯ HÌNH 9.8.A. TRONG SƠ ĐỒ NÀY, TRỞ TẢI R_T GIỮ VAI TRÒ NHƯ TRỞ EMITTER R_E TRONG BỘ KHUẾCH ĐẠI LẬP LẠI EMITTER MÀ TA ĐÃ KHẢO SÁT TRƯỚC ĐÂY.



HÌNH 9.8. SƠ ĐỒ CÁC ỔN ÁP MỘT TẦNG ĐƠN GIẢN DÙNG TRANSISTOR.

TRONG SƠ ĐỒ, DIODE ZENER ĐƯỢC PHÂN CỰC NGƯỢC TẠO RA NGUỒN ĐIỆN ÁP CHUẨN U_{ch} . TRANSISTOR ĐÓNG CẢ HAI VAI TRÒ KHUẾCH ĐẠI SO SÁNH VÀ ĐIỀU CHỈNH. GIẢ SỬ VÌ MỘT LÝ DO NÀO ĐÓ U_1 TĂNG $\rightarrow U_2$ TĂNG. NHƯNG DO U_2 CHÍNH LÀ U_E VÀ U_B CHÍNH BẰNG U_{ch} KHÔNG ĐỔI, NÊN KẾT QUẢ LÀ $U_{BE} = U_B - U_E$ GIẢM \rightarrow DẪN TỚI LÀM GIẢM DÒNG I_C VÀ GIẢM DÒNG I_E , CHÍNH LÀ DÒNG QUA TẢI. KẾT QUẢ LÀ THỂ TRÊN TẢI BẰNG $I_T R_T$ GIẢM. SƠ ĐỒ ĐƯỢC THIẾT KẾ SAO CHO THỂ RA GIẢM ĐI MỘT LƯỢNG ĐÚNG BẰNG SỰ TĂNG VÀ TA CÓ U_2 ĐƯỢC GIỮ KHÔNG ĐỔI.

THEO HÌNH DỄ THẤY ĐIỆN ÁP RA CỦA BỘ ỔN ÁP BẰNG: $U_2 = U_T = U_{ch} - U_{BE}$

ĐIỆN TRỞ RA BẰNG CHÍNH TRỞ RA CỦA BỘ LẬP LẠI EMITTER:

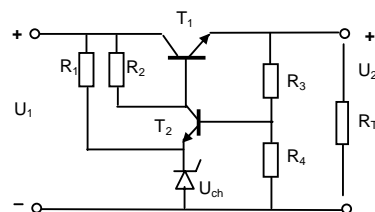
$$r_2 = \frac{\partial U_2}{\partial I_2} = \frac{r_{BE}}{1 + \beta} = \frac{1}{S} = \frac{U_T}{I_2} ; \text{ VỚI THỂ NHIỆT } U_T = 25,5 \text{ MV VÀ DÒNG } I_2 = 100 \text{ MA CÓ}$$

THỂ THẤY RẰNG TRỞ RA NÀY KHÁ NHỎ CỠ $0,3 \Omega$.

NẾU CẦN ĐIỀU CHỈNH ĐIỆN ÁP RA THÌ CÓ THỂ SỬ DỤNG SƠ ĐỒ 9.8.B TRONG ĐÓ MỘT PHẦN ĐIỆN ÁP CHUẨN ĐƯỢC TRÍCH TỪ ĐIỂM GIỮA CON CHẠY BIẾN TRỞ P. ĐIỆN TRỞ CỦA BIẾN TRỞ CẦN NHỎ HƠN R_{BE} ĐỂ KHÔNG LÀM TĂNG TRỞ RA CỦA MẠCH.

KHI CẦN DÒNG RA ỔN ÁP LỚN THÌ DÙNG SƠ ĐỒ HÌNH 9.8.C TRONG ĐÓ DÙNG 2 TRANSISTOR T_1 VÀ T_2 MẮC DACLINGTON ĐỂ TĂNG DÒNG TẢI.

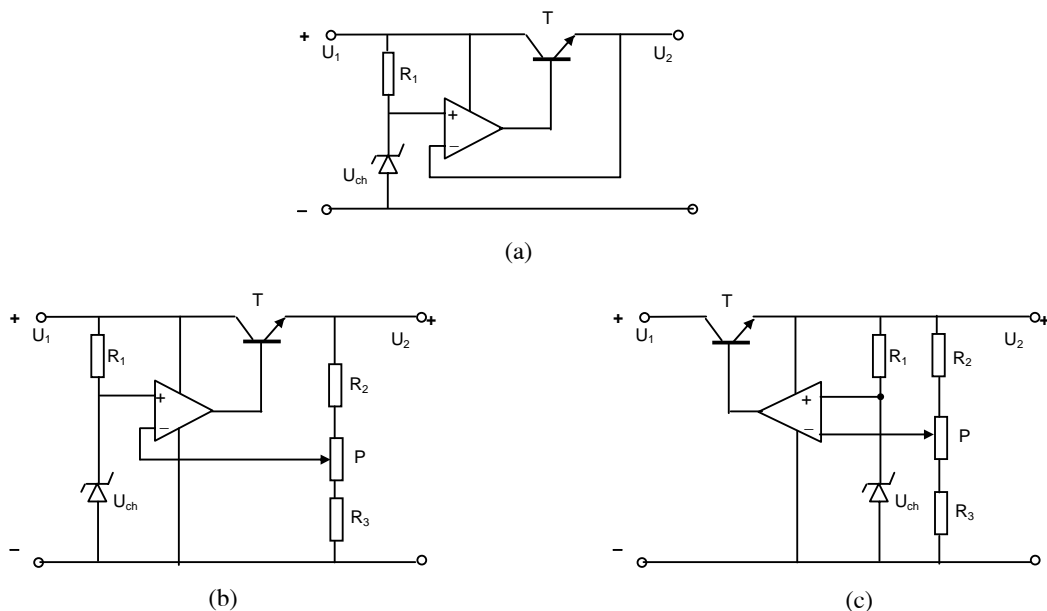
SƠ ĐỒ HÌNH 9.9 LÀ SƠ ĐỒ BỘ ỔN ÁP HAI TẦNG DÙNG TRANSISTOR. DIODE ZENER ĐÓNG VAI TRÒ NGUỒN ĐIỆN ÁP CHUẨN, TRANSISTOR T_1 LÀ PHẦN TỬ ĐIỀU CHỈNH VÀ TRANSISTOR T_2 LÀ PHẦN TỬ KĐSS. LÝ LUẬN TƯƠNG TỰ NHƯ TRÊN TA CŨNG CÓ: GIẢ SỬ U_2 TĂNG $\rightarrow U_{B2}$ TĂNG $\rightarrow U_{BE2}$ TĂNG \rightarrow DÒNG I_{C2} TĂNG, U_{C2} GIẢM $\rightarrow U_{BE1}$ GIẢM DẪN TỚI LÀM TRANSISTOR T_1 BỚT THÔNG HƠN (NỘI TRỞ TĂNG), DÒNG I_{C1} VÀ I_{E1} GIẢM ĐI MỘT LƯỢNG SAO CHO THỂ RA $U_2 = I_{E1} R_T$ KHÔNG ĐỔI.



HÌNH 9.9. BỘ ỔN ÁP 2 TẦNG DÙNG TRANSISTOR.

NẾU MẠCH GÁNH EMITTER CÓ ĐƯỢC MỘT BỘ KĐTT MẮC KIỂU LẬP LẠI ĐIỆN ÁP NHƯ HÌNH 9.8.A THÌ ĐẶC TÍNH CỦA BỘ ỔN ÁP SẼ ĐƯỢC CẢI THIẾN HƠN NỮA. CHỪNG NÀO BỘ KĐTT CÒN HOẠT ĐỘNG TRONG MIỀN TUYẾN TÍNH THÌ ĐIỆN ÁP HAI LỐI VÀO ĐẢO VÀ KHÔNG ĐẢO VẪN ĐƯỢC GIỮ BẰNG NHAU. NHƯNG VÌ ĐẦU VÀO ĐẢO ĐƯỢC NỐI VỚI LỐI RA NÊN ĐIỆN RA RA CỦA BỘ ỔN ÁP TRONG TRƯỜNG HỢP NÀY LUÔN ĐƯỢC GIỮ BẰNG ĐIỆN ÁP ĐẦU VÀO KHÔNG ĐẢO TỨC LÀ BẰNG ĐIỆN ÁP

CHUẨN (THỰC RA SAI KHÁC VÀI CHỤC MICRÔ VÔN). HAI HÌNH 9.10.B VÀ 9.10.C LÀ CÁC SƠ ĐỒ BỘ ỔN ÁP ĐIỀU CHỈNH ĐƯỢC ĐIỆN ÁP RA VÀ RẤT ỔN ĐỊNH. ĐIỆN ÁP RA TRONG CÁC TRƯỜNG HỢP ĐƯỢC ĐIỀU CHỈNH BỞI VỊ TRÍ TIẾP ĐIỂM CỦA CON CHẠY BIẾN TRỞ P VÀ NÀY SẼ NẪM TRONG DẢI LỚN HƠN ĐIỆN ÁP CHUẨN CỦA DIODE ZENER. ĐÂY LÀ ĐIỀU Ở CÁC BỘ ỔN ÁP HÌNH 9.8 KHÔNG THỂ CÓ ĐƯỢC. HÌNH 9.10.C CÓ ĐIỂM ĐẶC BIỆT LÀ DIODE ZENER ĐƯỢC CẤP THẾ QUA TRỞ R_1 KHÔNG PHẢI TỪ NGUỒN CHƯA ỔN ÁP MÀ LÀ TỪ NGUỒN ĐÃ ỔN ÁP. DO VẬY CÁC BIẾN THIÊN TỪ NGUỒN VÀO HẦU NHƯ KHÔNG ẢNH HƯỞNG TỚI ĐIỆN ÁP CHUẨN DO DIODE ZENER TẠO RA NỮA. MẠCH NÀY CÓ ĐỘ ỔN ĐỊNH CAO.

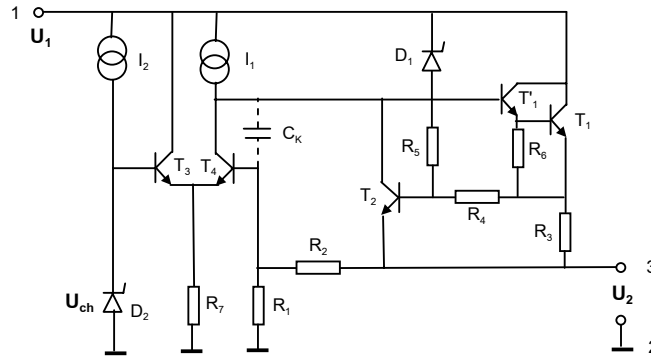


HÌNH 9.10. CÁC BỘ ỔN ÁP DÙNG BỘ KĐT T LÀM PHẦN TỬ KĐSS.

9.4. CÁC VI MẠCH ỔN ÁP

NGÀY NAY THƯỜNG NGƯỜI TA CHẾ TẠO CÁC VI MẠCH CÓ CHỨC NĂNG ỔN ÁP VỚI CÁC THAM SỐ CHUẨN. CÁC VI MẠCH NÀY DO ĐƯỢC CHẾ TẠO HÀNG LOẠT NÊN GIÁ THÀNH CŨNG RẤT RẺ VÀ THÔNG DỤNG. CÁC VI MẠCH ỔN ÁP GỒM 2 LOẠI: LOẠI THỨ NHẤT CÓ ĐIỆN ÁP LỐI RA CỐ ĐỊNH VÀ LOẠI THỨ HAI CÓ ĐIỆN ÁP RA CÓ THỂ ĐƯỢC ĐIỀU CHỈNH TRONG MỘT DẢI NÀO ĐÓ.

CẤU TẠO BÊN TRONG CỦA CÁC VI MẠCH ỔN ÁP NÀY CÓ SƠ ĐỒ ĐIỆN HÌNH NHƯ HÌNH 9.11.



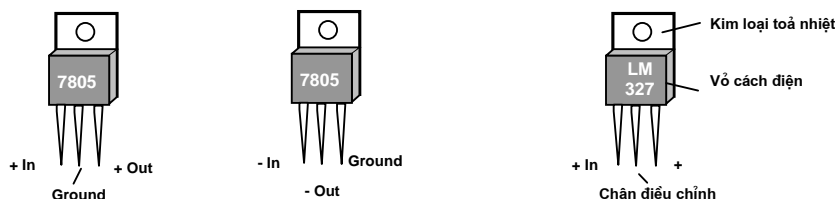
HÌNH 9.11. CẤU TẠO BÊN TRONG CỦA MỘT VI MẠCH ỔN ÁP.

TRONG MẠCH DÙNG DIODE D_2 LÀM NGUỒN ĐIỆN ÁP CHUẨN U_{ch} . DO PHẢN HỒI ÂM TẠO BỞI PHÂN ÁP R_1 R_2 NÊN THẾ ỔN ÁP RA ĐƯỢC XÁC LẬP BẰNG :

$$U_2 = U_{ch} (1 + R_2 / R_1)$$

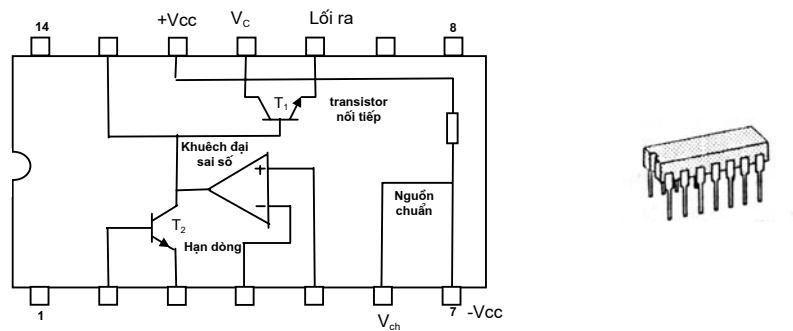
TỤ C_K DÙNG ĐỂ HIỆU CHỈNH TẦN SỐ CỦA SƠ ĐỒ NHẪM CHỐNG TỰ KÍCH.

VỚI LOẠI CÓ ĐIỆN ÁP RA CỐ ĐỊNH, ĐIỆN HÌNH LÀ CÁC HỌ VI MẠCH 78-XX VÀ 79-XX. HỌ NÀY LÀ CÁC VI MẠCH ỔN ÁP CÓ 3 CHÂN RA: ĐẦU VÀO, ĐẦU RA VÀ ĐẦU NỐI ĐẤT, DÒNG ĐIỆN ÁP RA CỰC ĐẠI THƯỜNG CỠ 1A VỚI ĐIỀU KIỆN VI MẠCH ĐƯỢC GẮN CÁCH TOẢ NHIỆT THÍCH HỢP. LOẠI 78XX CHO CÁC VI MẠCH CÓ ĐIỆN ÁP VÀO CÓ DẢI TỪ 5 VDC ĐẾN 30 VDC, ĐIỆN ÁP RA CỐ ĐỊNH +5 V VỚI LOẠI 7805, +12V VỚI LOẠI 7812, V.V... LOẠI 79XX CHO CÁC VI MẠCH ỔN ÁP CÓ DẢI ĐIỆN ÁP VÀO TỪ -5 VDC ĐẾN -35 VDC; ĐIỆN ÁP RA CỐ ĐỊNH -5 V VỚI LOẠI 7905, -12V VỚI LOẠI 7912, V.V... VỚI LOẠI CÓ ĐIỆN ÁP RA BIẾN ĐỔI ĐƯỢC, THÍ DỤ VI MẠCH LM-327 CŨNG CÓ 3 CHÂN RA: ĐẦU VÀO, ĐẦU RA VÀ ĐẦU NỐI VỚI BIẾN TRỞ ĐIỀU CHỈNH. ĐẦU KIA CỦA BIẾN TRỞ ĐƯỢC NỐI VỚI ĐẤT. LOẠI NÀY CHO ĐIỆN ÁP VÀO TỪ +5 VDC ĐẾN 35 VDC VÀ CÓ THỂ NHẬN ĐƯỢC ĐIỆN ÁP RA ỔN ÁP VỚI GIÁ TRỊ TÙY Ý TRONG DẢI TỪ +3 V ĐẾN +30 V ĐƯỢC ĐIỀU CHỈNH BẰNG BIẾN TRỞ. HÌNH DẠNG VÀ CHÂN NỐI CỦA HAI VI MẠCH ỔN ÁP CỐ ĐỊNH 7805 VÀ 7905 VÀ VI MẠCH ỔN ÁP CÓ THỂ ĐIỀU CHỈNH ĐIỆN ÁP RA ĐƯỢC LM-327 CHO TRÊN HÌNH 9.12. CÁC LOẠI KHÁC CŨNG CÓ HÌNH DẠNG TƯƠNG TỰ.



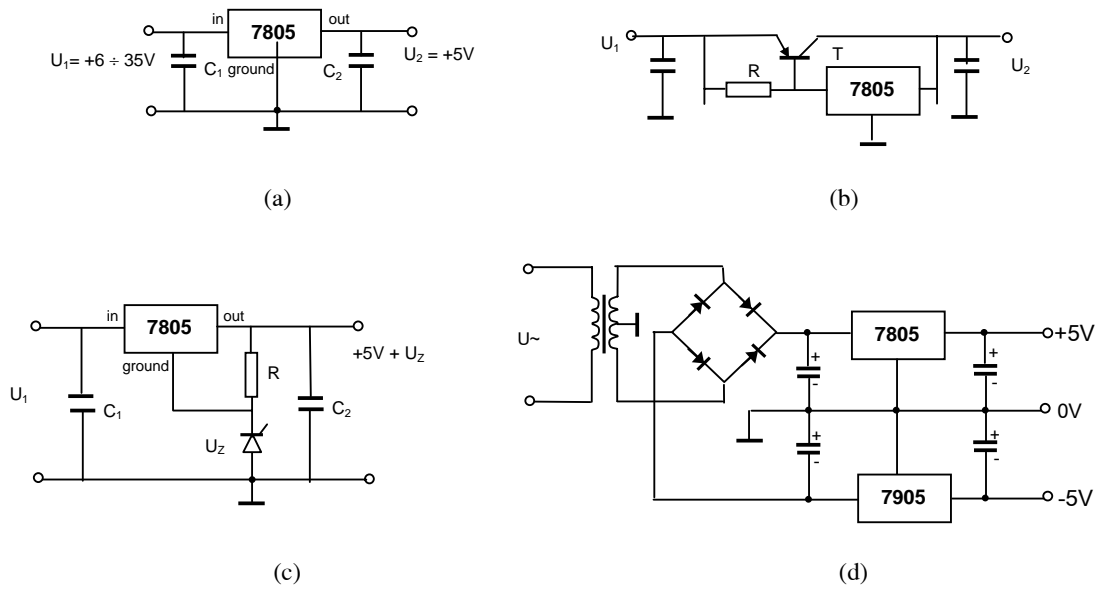
HÌNH 9.12. HÌNH DẠNG VÀ CHÂN NỐI CỦA CÁC VI MẠCH 7805 VÀ 7905.

NGOÀI RA CÒN CÓ LOẠI VI MẠCH ỔN ÁP CÓ HỆ SỐ ỔN ÁP CAO HƠN CÁC LOẠI KỂ TRÊN, NHƯNG CÓ DÒNG TẢI NHỎ CHỈ CỠ VÀI CHỤC MA. THÍ DỤ NHƯ LOẠI $\mu A-723$ LÀ VI MẠCH ĐƯỢC ĐÓNG VỎ 14 CHÂN, HAI HÀNG. THƯỜNG LOẠI NÀY ĐƯỢC SỬ DỤNG TRONG CÁC MẠCH ĐIỀU KHIỂN ĐÒI HỎI ĐỘ ỔN ĐỊNH CAO, CÒN PHẦN CÔNG SUẤT ĐƯỢC NÓ ĐIỀU KHIỂN LÀ CÁC TRANSISTOR HOẶC VI MẠCH CÔNG SUẤT LỚN. SƠ ĐỒ KHỐI VÀ HÌNH DẠNG CỦA VI MẠCH NÀY CHO TRÊN HÌNH 9.13.



HÌNH 9.13. SƠ ĐỒ KHỐI VÀ HÌNH DẠNG VI MẠCH ỔN ÁP $\mu A-723$.

HÌNH 9.14 LÀ MỘT SỐ SƠ ĐỒ ỨNG DỤNG CỦA CÁC VI MẠCH ỔN ÁP LOẠI 7805 VÀ 7905. CÁC LOẠI VỚI THỂ ỔN ÁP KHÁC VỀ NGUYÊN TẮC CŨNG ĐƯỢC DÙNG TƯƠNG TỰ. NHÌN CHUNG VIỆC SỬ DỤNG CHÚNG RẤT THUẬN TIỆN VÀ DỄ DÀNG. HÌNH 9.14.A LÀ SƠ ĐỒ TẠO THỂ ỔN ÁP CỐ ĐỊNH +5V TỪ VI MẠCH 7805. KHI CẦN NÂNG CAO DÒNG RA CỦA BỘ ỔN ÁP CÓ THỂ ĐẤU THÊM MỘT TRANSISTOR CÔNG SUẤT PHỤ NHƯ HÌNH 9.14.B. CÙNG VỚI CÁC TRANSISTOR BÊN TRONG VI MẠCH, NÓ TẠO RA MỘT SƠ ĐỒ DAHLGTON CHO PHÉP DÒNG RA BỘ ỔN ÁP TĂNG LÊN.



HÌNH 9.14. MỘT SỐ SƠ ĐỒ NGUỒN ỔN ÁP DÙNG VI MẠCH CÓ THỂ ỔN ÁP CỐ ĐỊNH.

TRONG TRƯỜNG HỢP CẦN THỂ RA ỔN ÁP CAO HƠN $+5V$ NHƯNG CHỈ CÓ VI MẠCH 7805, CÓ THỂ DÙNG SƠ ĐỒ HÌNH 9.14.C TRONG ĐÓ DIODE ỔN ÁP (ZENER) CÓ THỂ U_z ĐƯỢC MẮC TRONG MẠCH GIỮA CHÂN 3 CỦA VI MẠCH VỚI ĐẤT. CÁCH NÀY CHO PHÉP ĐIỆN ÁP RA ĐƯỢC TĂNG LÊN MỘT LƯỢNG BẰNG U_z . ĐIỆN TRỞ R DÙNG ĐỂ ĐIỀU CHỈNH DÒNG CỦA DIODE ỔN ÁP ĐẾN MỘT GIÁ TRỊ GẦN CỐ ĐỊNH $\Delta I = (U_2 - U_z) / R$.

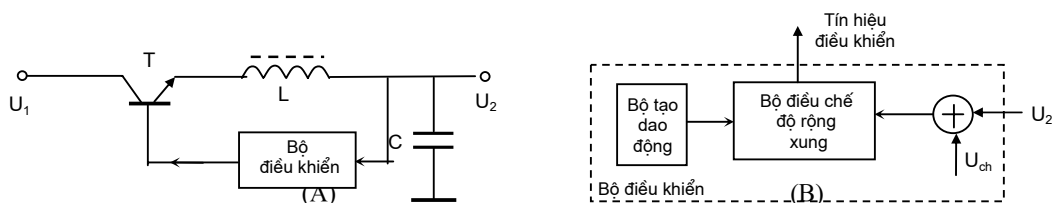
KHI CẦN CÓ NGUỒN ĐIỆN ÁP LƯỢNG CỰC, CÓ THỂ DÙNG SƠ ĐỒ NHƯ HÌNH 9.14.D, TRONG ĐÓ SỬ DỤNG BIẾN ÁP CÓ CUỘN THỨ CẤP CÓ ĐIỂM GIỮA ĐƯỢC NỐI ĐẤT VÀ HAI VI MẠCH ỔN ÁP TRÁI DẤU LÀ 7805 CHO LỐI RA $+5V$ VÀ LOẠI 7905 CHO LỐI RA LÀ $-5V$.

9.5. BỘ ỔN ÁP KIỂU XUNG

HIỆU SUẤT CỦA MẠCH ỔN ÁP VỚI CÁC PHẦN TỬ TÍCH CỰC (NHƯ TRANSISTOR, VI MẠCH) CHẠY TRONG CHẾ ĐỘ LIÊN TỤC NHƯ KỂ TRÊN PHỤ THUỘC NHIỀU VÀO CÔNG SUẤT TỔN HAO TRÊN PHẦN TỬ ĐIỀU CHỈNH LÀ CÁC TRANSISTOR CÔNG SUẤT RA. CÓ THỂ GIẢM CÔNG SUẤT TỔN HAO NÀY NẾU CHO TRANSISTOR LÀM VIỆC Ở CHẾ ĐỘ XUNG. TA CÓ LOẠI ỔN ÁP XUNG HAY CÒN GỌI LÀ BỘ ỔN ÁP CHUYỂN MẠCH (ĐÓNG - NGẮT). TRANSISTOR ĐIỀU CHỈNH TRONG BỘ ỔN ÁP NÀY ĐƯỢC THIẾT KẾ LÀM VIỆC Ở MỘT TRONG HAI TRẠNG THÁI: THÔNG BẢO HOÀ (ĐÓNG) VÀ CẤM (NGẮT). KHI THÔNG, TRANSISTOR DẪN NĂNG LƯỢNG TỪ NGUỒN NGOÀI ĐẾN

PHẦN TỬ TÍCH LŨY NĂNG LƯỢNG (LÀ CUỘN CẢM CỦA BIẾN THỂ HAY TỤ ĐIỆN) TRONG MẠCH. KHI TRANSISTOR CẮM, THÌ PHẦN TỬ TÍCH LŨY SẼ CUNG CẤP NĂNG LƯỢNG CHO MẠCH SAO CHO TRÊN TẢI LUÔN LUÔN CÓ ĐIỆN ÁP RA. MUỐN VẬY THÌ PHẢI CÓ MỘT BỘ LỌC TẦN THẤP ĐỂ SAN BẰNG CÁC XUNG LỐI RA THÀNH ĐIỆN ÁP MỘT CHIỀU KHÔNG ĐỔI. TẦN SỐ ĐÓNG NGẮT CỦA KHOÁ TRANSISTOR THƯỜNG NẪM TRONG DẢI TỪ VÀI CHỤC HZ ĐẾN TRÊN VÀI CHỤC KHZ ĐỂ CÓ THỂ DÙNG CÁC CUỘN CẢM LỖI FE-RÍT THÍCH HỢP CHO PHÉP GIẢM NHỎ KÍCH THƯỚC BIẾN THỂ VÀ HIỆU SUẤT TỔN HAO NHỎ. HÌNH 9.15.A LÀ SƠ ĐỒ NGUYÊN LÝ MỘT BỘ ỔN ÁP KIỂU XUNG.

ĐIỆN ÁP RA U_2 CỦA BỘ ỔN ÁP ĐƯỢC SO SÁNH VỚI ĐIỆN ÁP CHUẨN U_{ch} TRONG BỘ ĐIỀU KHIỂN. ĐIỆN ÁP SAI LỆCH SẼ ĐƯỢC DÙNG ĐỂ ĐIỀU CHẾ ĐỘ RỘNG XUNG DO BỘ TẠO DAO ĐỘNG PHÁT RA. CHUỖI XUNG NÀY SẼ ĐIỀU KHIỂN ĐÓNG MỞ TRANSISTOR T VỚI TẦN SỐ CỐ ĐỊNH NHƯNG CÓ ĐỘ RỘNG XUNG (LÀ TỶ SỐ GIỮA THỜI GIAN ĐÓNG TRÊN CHU KỲ DAO ĐỘNG) THAY ĐỔI ĐƯỢC. Ở LỐI RA TRÊN EMITTER CỦA TRANSISTOR, CHUỖI XUNG DÒNG ĐÓ SẼ ĐƯỢC LỌC QUA BỘ LỌC LC ĐỂ CÓ ĐƯỢC ĐIỆN ÁP RA BẰNG PHẪNG U_2 . BỘ ĐIỀU CHẾ ĐƯỢC THIẾT KẾ SAO CHO KHI ĐIỆN ÁP U_2 GIẢM XUỐNG DO MỘT NGUYÊN NHÂN NÀO ĐÓ (THÍ DỤ DO THỂ U_1 GIẢM), TÍN HIỆU ĐIỀU KHIỂN SẼ CHO CHUỖI XUNG CÓ ĐỘ RỘNG LỚN HƠN NHẪM LÀM CHO DÒNG TRUNG BÌNH QUA TRANSISTOR TĂNG LÊN BÙ LẠI SỰ GIẢM THỂ U_2 VÀ NGƯỢC LẠI KHI THỂ U_2 GIẢM THÌ ĐỘ RỘNG XUNG ĐƯỢC ĐIỀU KHIỂN SẼ GIẢM ĐI. KẾT QUẢ LÀ THỂ U_2 GIỮ KHÔNG ĐỔI TRONG MỘT GIỚI HẠN NÀO ĐÓ.

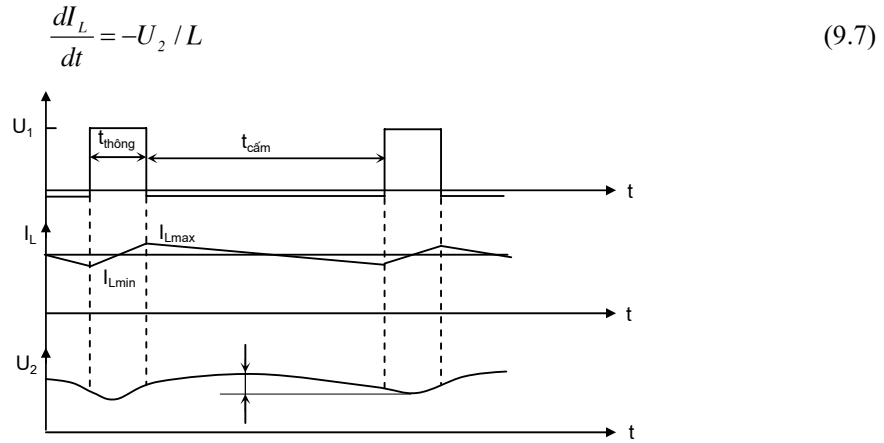


HÌNH 9.15. MẠCH ỔN ÁP XUNG (A) VÀ CẤU TẠO BỘ ĐIỀU KHIỂN (B).

ĐỂ TÍNH BỘ ĐIỀU KHIỂN TA XÉT DÒNG CHẠY QUA CUỘN CHẶN L. GIẢ THIẾT TỤ C LỚN VÔ CÙNG NÊN CÓ GỌN SÓNG MẮP MÔ LỐI RA BẰNG KHÔNG. HÌNH 9.16 LÀ GIẢN ĐỒ THỜI GIAN CỦA ĐIỆN ÁP XUNG VÀ DÒNG TRONG MẠCH.

KHI TRANSISTOR BỊ CẮM, TA CÓ: $U_L \approx -U_2 = const$
(9.6)

VÌ $U_L = L \frac{dI_L}{dt}$, NÊN DÒNG QUA CUỘN CHẶN L GIẢM TUYẾN TÍNH THEO THỜI GIAN:



HÌNH 9.16. ĐIỆN ÁP VÀ DÒNG ĐIỆN TRONG BỘ ỔN ÁP XUNG.

KHI TRANSISTOR THÔNG, TA CÓ: $U_L = U_1 - U_2 = const$
(9.8)

LÚC NÀY DÒNG QUA L CŨNG TĂNG TUYẾN TÍNH THEO THỜI GIAN:

$$\frac{dI_L}{dt} = (U_1 - U_2) / dt \quad (9.9)$$

$$\Delta I_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{U_2 t_{cấm}}{L} = \frac{(U_1 - U_2) t_{thông}}{L} \quad (9.10)$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{t_{thông}}{t_{thông} + t_{cấm}} = \frac{t_{thông}}{T} \quad (9.11)$$

NHƯ VẬY ĐIỆN ÁP RA BỘ ỔN ÁP SẼ TỶ LỆ THUẬN VỚI ĐỘ RỘNG XUNG CHUYỂN MẠCH VÀ KHÔNG PHỤ THUỘC VÀO DÒNG LỐI RA KHI $I_2 > (1/2) \Delta I_L$. DÒNG QUA TRANSISTOR CHUYỂN MẠCH KHI THÔNG BẰNG TỔNG DÒNG GÁNH I_2 VÀ DÒNG NẠP CHO TỤ. TỶ SỐ $\alpha \equiv \frac{I_{Lmax}}{I_2}$ SẼ CÀNG LỚN KHI ĐIỆN CẢM CUỘN CHẶN L CÀNG NHỎ.

TRỊ SỐ α CỰC ĐẠI BẰNG 1,2 ĐỂ ĐẢM BẢO CÁC THAM SỐ YÊU CẦU CHUYỂN MẠCH CỦA TRANSISTOR.

TÍNH GIÁ TRỊ CỦA L, THEO HÌNH 9.13 TA CÓ:

$$I_{L\max} = I_2 + \frac{I}{2} \Delta I_L \quad (9.12)$$

TỪ CÁC BIỂU THỨC TRÊN TA ĐƯỢC:
$$L = \frac{R_V(I - U_2/U_1)}{2\left(\frac{I_{L\max}}{I_2} - 1\right)}$$

(9.13)

TRONG ĐÓ $R_V = U_2/I_2$ LÀ TRỊ SỐ ĐIỆN TRỞ GÁNH CỦA MẠCH. KHI ĐIỆN DUNG C LÀ HỮU HẠN, TRÊN LỐI RA BỘ ỔN ÁP CÓ GỌN SÓNG. DÒNG NẠP CHO TỤ BẰNG: $I_C = I_L - I_2$.

CHU KỲ NẠP VÀ PHÓNG CỦA TỤ LÀ MIỀN GẠCH CHÉO TRÊN ĐỒ THỊ. TRỊ SỐ GỌN SÓNG THOẢ MÃN HỆ THỨC SAU:

$$\Delta U_2 = \frac{\Delta Q_C}{C} = \frac{I}{C} \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} t_{\text{thông}} + \frac{1}{2} t_{\text{cắm}} \right) \frac{I}{2} \Delta I_L \quad (9.14)$$

TỪ ĐÂY SUY RA:

$$\Delta U_2 = \frac{U_2}{8LCf^2} \left(1 - \frac{U_2}{U_1} \right) \quad (9.15)$$

DO CHƯA TÍNH ĐẾN TRỞ DÒ CỦA TỤ NÊN TRÊN THỰC TẾ TRỊ SỐ ĐIỆN ÁP XUNG ĐO ĐƯỢC SẼ LỚN HƠN GIÁ TRỊ TÍNH TOÁN ĐÔI CHÚT. KHÁC VỚI BỘ ỔN ÁP LIÊN TỤC, DÒNG TRUNG BÌNH CHẠY QUA TRANSISTOR CHUYỂN MẠCH SẼ NHỎ HƠN DÒNG RA. BỎ QUA TỔN HAO, TA CÓ THỂ VIẾT BIỂU THỨC CÂN BẰNG CÔNG SUẤT SAU:

$$U_1 \bar{I}_1 \approx U_2 I_2$$

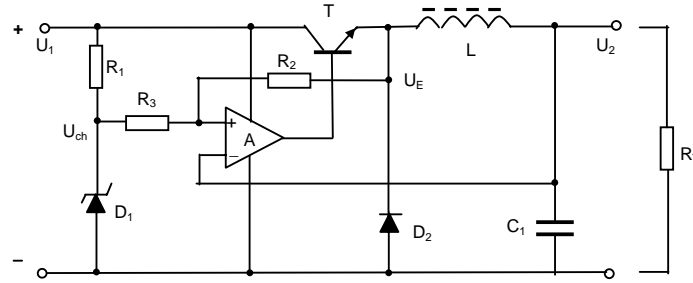
TỪ ĐÓ CÓ:

$$\bar{I}_0 = (U_2/U_1)/I_2 \quad (9.16)$$

TA THỬ TÍNH THÍ DỤ BẰNG SỐ CHO CÁC THAM SỐ CỦA BỘ ỔN ÁP. GIẢ SỬ YÊU CẦU BỘ ỔN ÁP CÓ ĐIỆN ÁP RA ỔN ĐỊNH 5V VỚI DÒNG GÁNH LÀ 5A. ĐIỆN ÁP VÀO KHÔNG ỔN ĐỊNH LÀ 10V. TẦN SỐ DAO ĐỘNG CHỌN BẰNG 20 KHZ. TA CHỌN HỆ SỐ ĐIỀU CHỈNH $\alpha = 1,2$. VỚI CÁC THAM SỐ NÀY, TỪ CÔNG THỨC (9.13) TA TÍNH ĐƯỢC $L = 63 \mu\text{H}$. TRỊ SỐ CỰC ĐẠI CỦA NĂNG LƯỢNG CẢM ỨNG BẰNG $E_{L\max} = \frac{1}{2} L I_{L\max}^2 = 1,1 \text{mJ}$. TRỊ SỐ NÀY CHO PHÉP TÍNH KHI CHỌN LỐI CUỘN CẢM.

GIẢ SỬ ĐIỆN ÁP GỌN SÓNG LỐI RA CHO PHÉP KHÔNG QUÁ 30 MV. TỪ CÔNG THỨC (9.15) TÍNH ĐƯỢC TRỊ SỐ TỐI THIỂU CỦA TỤ $C = 413 \mu\text{F}$.

TA CÓ THỂ ĐƯA RA MỘT SƠ ĐỒ CỤ THỂ CỦA BỘ ỔN ÁP XUNG ĐƠN GIẢN NHƯ



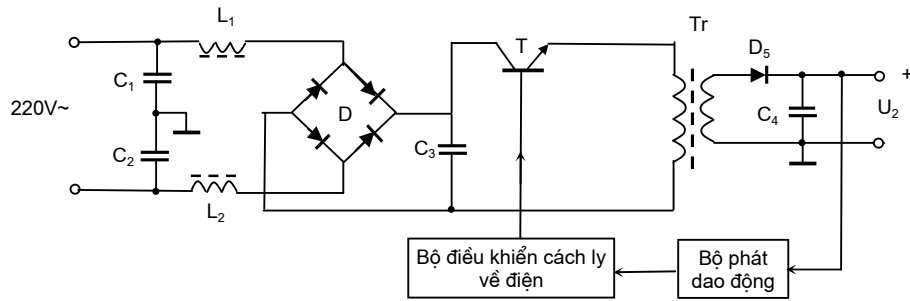
HÌNH 9.16.

9.16. SƠ ĐỒ MỘT BỘ ỔN ÁP XUNG ĐƠN GIẢN.

GIẢ SỬ R_2 ĐƯỢC NGẮT KHỎI MẠCH. LÚC NÀY MẠCH GIỐNG BỘ ỔN ÁP CÓ BỘ LẬP LẠI DÙNG KĐT T VÀ THỂ RA U_2 BẰNG VỚI THỂ CHUẨN U_{CH} . KHI R_2 ĐƯỢC MẮC TRONG MẠCH VÀ GIẢ SỬ TRANSISTOR T ĐANG Ở TRẠNG THÁI THÔNG BẢO HOÀ, ĐIỆN ÁP RA TRÊN EMITTER U_E GẦN BẰNG ĐIỆN ÁP VÀO U_1 . HIỆU THẾ GIỮA U_E VÀ U_{CH} ĐƯỢC THIẾT KẾ PHÂN CHIA QUA PHÂN ÁP $R_2 R_3$ SAO CHO THỂ TRÊN ĐẦU VÀO KHÔNG ĐẢO CỦA BỘ KĐT T CAO HƠN U_{CH} MỘT CHÚT. DO VẬY THỂ TRÊN ĐẦU VÀO KHÔNG ĐẢO CAO HƠN THỂ TRÊN ĐẦU VÀO ĐẢO. BỞI VẬY LỐI RA BỘ KĐT T Ở VÀO THỂ BẢO HOÀ DƯỠNG. ĐIỆN ÁP NÀY NHƯ VỪA NÓI SẼ LÀM T TIẾP TỤC THÔNG BẢO HOÀ VÀ LÀM CHO U_2 XẤP XỖ BẰNG U_1 . TRONG THỜI GIAN T THÔNG, TỤ C ĐƯỢC NẠP QUA T VÀ CUỘN CHẶN L. THỂ U_C CŨNG LÀ THỂ TRÊN ĐẦU ĐẢO CỦA BỘ KĐT T SẼ TĂNG DẦN ĐẾN KHI BẰNG RỒI CAO HƠN THỂ TRÊN ĐẦU VÀO KHÔNG ĐẢO. LÚC NÀY BỘ KĐT T CHUYỂN TRẠNG THÁI, LỐI RA NHẢY SANG THỂ BẢO HOÀ ÂM LÀM CẤM TRANSISTOR T. KHI T NGẮT THÌ THỂ LỐI RA BỘ ỔN ÁP BẮT ĐẦU GIẢM DO C PHÓNG ĐIỆN QUA TẢI. THỂ LỐI RA GIẢM XUỐNG, TỨC LÀ THỂ ĐẦU VÀO ĐẢO GIẢM TỚI KHI NHỎ HƠN THỂ ĐẦU VÀO KHÔNG ĐẢO THÌ BỘ KĐT T LẠI LẬT TRẠNG THÁI VÀ ĐIỀU KHIỂN TRANSISTOR CHUYỂN SANG THÔNG...

KHI T THÔNG, DÒNG QUA L ĐỂ NẠP CHO C VÀ TÍCH TỤ NĂNG LƯỢNG TRONG CUỘN CẢM. KHI T NGẮT, NĂNG LƯỢNG NÀY TẠO NÊN MỘT XUNG NGƯỢC RẤT LỚN ĐẶT LÊN TRANSISTOR T VÀ CÓ THỂ LÀM HỎNG NÓ. VÌ VẬY, MỘT DIODE D_2 (GỌI LÀ DIODE HÃM) ĐƯỢC MẮC VÀO MẠCH ĐỂ THÔNG DÒNG CHO XUNG NGƯỢC ĐÓ QUA D_2 VÀ TẢI NHẪM BẢO VỆ QUÁ ÁP CHO TRANSISTOR.

TRONG THỰC TẾ THƯỜNG SỬ DỤNG SƠ ĐỒ ỔN ÁP XUNG VỚI MẠCH DAO ĐỘNG Ở SƠ CẤP BIẾN THỂ NHƯ HÌNH 9.17.



HÌNH 9.17. SƠ ĐỒ BỘ ỔN ÁP KIỂU XUNG BÊN SƠ CẤP BIẾN THỂ.

ĐIỆN ÁP TỪ NGUỒN ĐIỆN THÀNH PHỐ 220V~ ĐƯỢC CHỈNH LƯU TRỰC TIẾP TỪ BỘ NẮN CẦU BỐN DIODE D VÀ BỘ LỌC ĐIỆN VỚI TỤ C_3 . NHƯ VẬY THỂ TRÊN TỤ SẼ RẤT LỚN CỠ $220 \text{ VAC} \times 1,4 \approx 308 \text{ VDC}$. TRANSISTOR CHUYỂN MẠCH T CÓ TẢI LÀ BIẾN THỂ TR. CÁC XUNG DÒNG BÊN SƠ CẤP ĐƯỢC CẢM ỨNG SANG CUỘN THỨ CẤP SAU ĐÓ ĐƯỢC CHỈNH LƯU BỞI DIODE D_5 VÀ LỌC BỞI TỤ C_4 CHO THỂ LỐI RA MỘT CHIỀU U_2 CỦA BỘ ỔN ÁP XUNG. QUÁ TRÌNH ĐÓNG NGẮT CỦA TRANSISTOR ĐƯỢC ĐIỀU KHIỂN BỞI BỘ ĐIỀU KHIỂN CÁCH LY VỀ ĐIỆN. MẠCH NÀY THƯỜNG DÙNG CÁC BỘ KHUẾCH ĐẠI QUANG-ĐIỆN (OPTRON) CÓ ĐIỆN TRỞ CÁCH ĐIỆN RẤT CAO (CỠ TÊ-TRA Ω) VÀ ĐIỆN THẾ ĐÁNH THỦNG RẤT CAO (CỠ KV). TRONG NHỮNG TRƯỜNG HỢP THÔNG THƯỜNG, NÓ CHO PHÉP CÁCH LY VỀ ĐIỆN GIỮA NGUỒN CAO THẾ 220V~ BÊN MẠCH SƠ CẤP VỚI NGUỒN THẤP THỂ MỘT CHIỀU BÊN THỨ CẤP BIẾN THỂ TR. CÁC XUNG ĐIỀU KHIỂN ĐƯỢC ĐƯA ĐẾN TỪ BỘ PHÁT DAO ĐỘNG. ĐÂY LÀ MẠCH ĐIỆN PHÁT RA CHUỖI XUNG CÓ TẦN SỐ KHÔNG ĐỔI NHƯNG ĐỘ RỘNG XUNG ĐƯỢC ĐIỀU KHIỂN BỞI THỂ RA U_2 . ĐỘ RỘNG NÀY TỶ LỆ NGHỊCH VỚI ĐỘ LỚN CỦA U_2 . GIẢ SỬ, NẾU VÌ NGUYÊN NHÂN NÀO ĐÓ ĐIỆN ÁP RA TĂNG LÊN MỘT LƯỢNG NÀO ĐÓ, DẪN TỚI ĐỘ RỘNG XUNG ĐIỀU KHIỂN ĐƯỢC PHÁT TỪ MÁY PHÁT DAO ĐỘNG GIẢM XUỐNG, TỨC LÀ LÀM THỜI GIAN THÔNG CỦA TRANSISTOR GIẢM. ĐIỀU ĐÓ DẪN TỚI LÀM GIẢM DÒNG TRUNG BÌNH QUA BIẾN THỂ SAO CHO ĐIỆN ÁP RA GIẢM ĐI MỘT LƯỢNG ĐÚNG BẰNG LƯỢNG TĂNG HAY NÓI CÁCH KHÁC ĐIỆN ÁP RA SẼ GIỮ KHÔNG ĐỔI DO CÓ SỰ ĐIỀU CHỈNH BÙ TRỪ CỦA MẠCH ĐIỆN XUNG. CŨNG LÝ LUẬN TƯƠNG TỰ CHO TRƯỜNG HỢP ĐIỆN ÁP RA GIẢM XUỐNG. SƠ ĐỒ NÀY CŨNG ĐƯỢC DÙNG CHO CẢ TRƯỜNG HỢP ĐIỆN ÁP VÀO LÀ MỘT CHIỀU. CÁC BỘ LỌC L_1C_1 VÀ L_2C_2 DÙNG ĐỂ NGĂN CHẶN CÁC XUNG NHIỀU ĐIỆN TỪ BỘ ỔN ÁP XÂM NHẬP NGƯỢC TRỞ LẠI MẠNG ĐIỆN THÀNH PHỐ LÀM ẢNH HƯỞNG TỚI CÁC THIẾT BỊ KHÁC.

MỤC LỤC

Lời nói đầu

Chương 1. Khái niệm chung về hệ thống điện tử	Trang
1.1. Tín hiệu, linh kiện, mạch điện và hệ thống điện tử	1
1.2. Các đại lượng cơ bản của tín hiệu	2
1.3. Các phần tử thực và lý tưởng của mạch điện	3
1.4. Mạch điện, hệ thống điện tử và các loại sơ đồ của nó	4
Chương 2. Tín hiệu và các phương pháp phân tích	
2.1. Tín hiệu biểu diễn theo thời gian	6
2.2. Tín hiệu biểu diễn theo miền tần số	9
2.3. Nguyên lý xếp chồng	16
2.4. Nhiễu và các tính chất của nó	16
2.5. Điều chế tín hiệu	18
Chương 3. Các phương pháp cơ bản khảo sát mạch điện tử	
3.1. Các phần tử và thông số tích cực và thụ động của mạch điện	22
3.2. Các phần tử, mạch điện tuyến tính và phi tuyến	24
3.3. Các định luật Kirchhoff	25
3.4. Các mạch tương đương Thevenin và Norton	26
3.5. Điều kiện chuẩn dừng về quá trình sóng trong mạch điện	27
3.6. Đặc trưng quá độ và đặc trưng dừng của mạch điện	28
3.7. Các phương pháp phân tích mạch tuyến tính	29
3.8. Phân tích các mạch thụ động R, L và C	39
3.9. Liên kết phản hồi trong mạch điện	48
Chương 4. Linh kiện bán dẫn và mạch điện tử ứng dụng liên quan	
4.1. Chất bán dẫn và lớp tiếp giáp p-n	51
4.2. Ứng dụng của diode bán dẫn	54
4.3. Transistor lưỡng cực và ứng dụng	59
4.4. Transistor trường	97
4.5. Thyristor và diac	100
4.6. Bộ khuếch đại thuật toán và các sơ đồ ứng dụng	103
Chương 5. Các mạch tạo dao động điện	
5.1. Các khái niệm chung về mạch tạo dao động	127
5.2. Nguyên tắc tạo các dao động điện	127
5.3. Ổn định biên độ và tần số dao động	130
5.4. Các bộ tạo sóng cao tần hình sin LC	131
	265

5.5. Bộ tạo dao động RC	142
5.6. Các mạch điện tạo dao động xung	151
5.7. Dùng bộ biến đổi số-tương tự D/A để tạo dao động	177
Chương 6. Các mạch điều chế và giải điều chế	
6.1. Các khái niệm về điều chế và giải điều chế	179
6.2. Điều biên và tách sóng điều biên	179
6.3. Điều chế và giải điều chế đơn biên	198
6.4. Điều tần và điều pha	203
Chương 7. Trộn tần	
7.1. Cơ sở lý thuyết về trộn tần	220
7.2. Mạch trộn tần	223
7.3. Vòng khoá pha PLL	227
Chương 8. Chuyển đổi tương tự-số và số-tương tự	
8.1. Chuyển đổi tương tự-số A/D	236
8.2. Chuyển đổi số-tương tự D/A	247
Chương 9. Nguồn nuôi một chiều	
9.1. Các bộ chỉnh lưu không điều khiển	251
9.2. Bộ chỉnh lưu có điều khiển	254
9.3. Mạch ổn áp kiểu bù	255
9.4. Các vi mạch ổn áp	258
9.5. Bộ ổn áp kiểu xung	260
Tài liệu tham khảo	264
Mục lục	265

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. David J. Comer, *Electronics Design with Integrated Circuits*. Addison - Wesley Publishing Company, Inc., 1981.
2. U. Tietze, CH. Schenk, *Halbleiter Schaltungstechnik*. Springer - Verlag. Berlin. Heidelberg. New York, 1980. *Kỹ thuật mạch bán dẫn*, bản dịch tiếng Việt của Trần Quang Huy, Trung tâm thông tin xuất bản, Tổng cục Bưu điện, 1988.
3. C. J. Savant, Martin S. Roden, Gordon L. Carpenter, *Electronics Design - Circuits and System*. The Benjamin / Cummings Publishing Company, Inc., 1995.
4. Paul Horowitz, Winfield Hill, *The art of Electronics*. Addison - Wesley Publishing Company, 1981.
5. Phương Xuân Nhân, *Tín hiệu, mạch và hệ thống vô tuyến điện*. Nhà xuất bản Đại học và Trung học chuyên nghiệp, Hà Nội, 1980.
6. Phạm Minh Hà, *Kỹ thuật mạch điện tử*. Nhà xuất bản Khoa học Kỹ thuật, Hà Nội, 1997.

CHỊU TRÁCH NHIỆM XUẤT BẢN:
CHỦ TỊCH HĐQT KIỂM TỔNG GIÁM ĐỐC
NGÔ TRẦN ÁI
PHÓ TỔNG GIÁM ĐỐC KIỂM TỔNG BIÊN TẬP
NGUYỄN QUÝ THAO

BIÊN TẬP VÀ SỬA BẢN IN:
DƯƠNG VĂN BẰNG

TRÌNH BÀY BÌA:
HOÀNG MẠNH DỨA

CHẾ BẢN:
TRẦN QUANG VINH