





منشورات جامعة دمشق
كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية

الدارات الإلكترونية -2-

الدكتور

نضال زيدان

مدرس في قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات

الدكتور

جورج صنيح

أستاذ في قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات

جامعة دمشق

١٤٣٧ - ١٤٣٨ هـ
٢٠١٦ - ٢٠١٧ م

الفهرس : مقرر الدارات الإلكترونية -2-

السنة الثالثة :

- هندسة الإلكترونيات والاتصالات

- هندسة الحاسبات والأتمتة

5 المقدمة والفهرس

17 الفصل الأول

التغذية الخلفية الموجبة والمهتزازات الجيبية

Positive Feedback and Sinusoidal Generators

18 1-1 المبادئ الأساسية لاختيار التردد

24 2-1 اعتبارات الاستطاعة

28 3-1 المبادئ الأساسية للمهتزازات الجيبية Sinusoidal Oscillators

33 4-1 المهتز ذو إزاحة الطور The Phase Shift Oscillator

37 5-1 كيفية تغيير التردد في المهتز ذي إزاحة الطور

42 6-1 أشكال أخرى من دارات اختيار التردد

42 7-1 مهتز جسر Wien

48 8-1 استقرار المطال Amplitude Stabilization

48 1-8-1 دائرة محدّد المطال

55 2-8-1 ضبط المطال باستخدام مقاومة حرارية

55 3-8-1 ضبط المطال باستخدام ثنائيات زينير

56 9-1 المهتزازات ذات التردد الراديوي

56	المهتزازات ذات دارات الرنين L-C	-1-9-1
60	الأنواع الأساسية للمهتزازات الراديوية	-1-1-9-1
60	مهتر كولبيتس	-2-1-9-1
63	مهتر هارتلي	-3-1-9-1
64	مهتر كلاب Clapp	-4-1-9-1
74	اعتبارات في دائرة الرنين	-5-1-9-1
75	إجراءات في تصميم المهتر	-6-1-9-1
80	المهتزازات البلورية	-2-9-1
82	الدائرة الكهربائية المكافئة للبلورة	-1-2-9-1
84	ممانعة البلورة وتردد الرنين التسلسلي والتفرعي	-2-2-9-1
86	دارات المهتزازات البلورية	-3-2-9-1
89	المهتزازات ذات السماحية أو المقاومة السالبة	-3-9-1
89	مهتر بثنائي نفقي	-1-3-9-1
91	مهتر بترانزيستور وحيد الوصلة	-2-3-9-1

93 الفصل الثاني

الدارات الخطية لتشكيل الإشارات غير الجيبية

Linear Circuits for Non-Sinusoidal Signal Forming

93	أشكال الإشارات	-1-2
93	جهد القفزة (خطوة) Step Voltage	-1-1-2
95	النمضة المستطيلة Rectangular Pulse	-2-1-2
97	الإشارة المربعة Square Signal	-3-1-2
98	الإشارة المتغيرة خطياً، إشارة مسح Ram or Sweep Signal	-4-1-2

99	إعادة تشكيل الإشارة	2-2-
99	تطبيق إشارة قفزة على دائرة تفاضل ($R - C$)	2-2-1-
103	تطبيق إشارة قفزة على دائرة تكامل ($R - C$)	2-2-2-
106	تطبيق إشارة نبضة على دائرة تفاضل ($R - C$)	2-2-3-
108	تطبيق إشارة نبضة على دائرة تكامل ($R - C$)	2-2-4-
111	تطبيق إشارة مربعة على دائرة تفاضل ($R - C$)	2-2-5-
112	تطبيق إشارة مربعة على دائرة تكامل ($R - C$)	2-2-6-
114	تطبيق إشارة أسية على دائرة تفاضل ($R - C$)	2-2-7-
116	تطبيق إشارة أسية على دائرة تكامل ($R - C$)	2-2-8-
117	تطبيق إشارة مسح (إشارة متزايدة خطياً) على دائرة تفاضل ($R - C$)	2-2-9-
118	تطبيق إشارة مسح (إشارة متزايدة خطياً) على دائرة تكامل ($R - C$)	2-2-10-

121

الفصل الثالث

السلوك العابر للترانزستورات MOSFET و BJT Transient Behavior of MOSFET and BJT

121	مقدمة	3-1-
128	السلوك العابر للترانزستور BJT	3-2-
130	حساب زمن التأخير	3-2-1-
135	حساب زمن الصعود	3-2-2-
140	حساب زمن التخزين	3-2-3-
142	حساب زمن الهبوط	3-2-4-
143	السلوك العابر للترانزستور ذي التأثير الحقل MOSFET	3-3-
143	مقدمة	3-3-1-
153	تحليل السلوك العابر للترانزستور MOSFET	3-3-2-

- 158 -1-2-3-3 حساب زمن التأخير لمرحلة الهبوط ($t_{d-off} = t_1$)
- 160 -2-2-3-3 حساب زمن الهبوط ($t_f = t_2 + t_3$)
- 162 -3-2-3-3 حساب زمن التأخير لمرحلة الصعود t_{d-on}
- 163 -4-2-3-3 حساب زمن الصعود t_r
- 163 -3-3-3 أمثلة عملية التبديل في الترانزستور MOSFET
- 165 -4-3 استعمال الترانزستور MOSFET كمبدل (Switch) إلكتروني

169 الفصل الرابع

الدارات غير الخطية لتشكيل الإشارات غير الجيبية Non-Linear Circuits for Non-Sinusoidal Signals Forming

- 167 -1-4 قاذح شمت Schmitt trigger (دائرة مقارن)
- 169 -1-1-4 قاذح شمت بمكبر عمليات
- 175 -1-1-1-4 تغيير عتبي القذح لدائرة قاذح شمت بمكبر عمليات
- 178 -2-1-1-4 قاذح شمت بخصائص تحويل (نقل) غير عاكسة
- 180 -2-1-4 دائرة مقارن بمكبر عمليات
- 186 -3-1-4 قاذح شمت بترانزستور BJT ذو ترابط بالباعث
Schmitt Trigger "Emitter Coupled Binary"
- 192 -1-3-1-4 حساب مستويي القذح V_1 و V_2 لدائرة قاذح شمت
- 200 -2-3-1-4 التحكم في مستويي القذح V_1 و V_2
- 211 -2-4 دائرة مكامل بمكبر عمليات
- 213 -3-4 دائرة مفاضل بمكبر عمليات
- 214 -4-4 دائرة قص بمكبر عمليات Op-Amp. Clipper Circuit
- 214 -1-4-4 دائرة تقويم دقيقة لنصف موجة

219	Precision Half-Wave Rectifier	2-4-4	دائرة تقوم بدقة لموجة كاملة
222	Precision Full-Wave Rectifier	5-4	توليد موجة مربعة من موجة جيبية وكاشف العبور بالصفر
223	Triangular Wave Generation	6-4	توليد موجة مثلثية
232		7-4	تحقيق دائرة مهتز ذي تحكم بالجهد
	Voltage-Controlled Oscillator, VCO		
235		8-4	تحقيق دائرة تشكيل (دائرة وحيد استقرار) باستخدام دائرة مقارن
242		9-4	تحقيق عملية تحويل ثنائي/رقمي (A/D Conversion) باستخدام المقارنات
244	(Pulse Width Modulation, PWM)	10-4	تحقيق تعديل عرض النبضة باستخدام دائرة مقارن
245		11-4	استخدام تعديل عرض النبضة (إشارة مربعة ذات نسبة إشغال متغيرة) ناتج عن دائرة مقارن وإشارة مثلثية للتحكم بالاستطاعة المقدمة إلى حمل
249		12-4	كشف العبور بالصفر لإشارة ذات ضحيج باستخدام دائرة مقارن

253 الفصل الخامس

دوائر متعددة الاهتزاز Multivibrators Circuits

253	1-5	متعددات الاهتزاز بمكبر عمليات
253	1-1-5	دائرة ثنائي الاستقرار (Bi-Stable) بمكبر عمليات
256	2-1-5	دائرة عدم الاستقرار (A-stable) بمكبر عمليات
263	3-1-5	دائرة وحيد استقرار (Mono-Stable) بمكبر عمليات
270	2-5	دوائر متعددات الاهتزاز بترانزستور BJT
270	1-2-5	دائرة ثنائي الاستقرار (Bi-Stable) بترانزستور BJT

- 277 5-1-1- طرق القدح أو طرق قلب حالة ثنائي الاستقرار
- 285 5-1-2- تقدير سرعة استجابة الدارة
- 291 5-2-2- دارة وحيد استقرار (Mono-Stable) بترانزستور *BJT*
- 294 5-2-3- دارة عدم الاستقرار (A-stable) بترانزستور *BJT*
- 297 5-3- متعددات الاهتزاز بعنصر (NOR أو NAND)
- 297 5-3-1- دارة ثنائي الاستقرار (Bi-Stable) بعنصر (NOR أو NAND)
- 299 5-3-2- دارة وحيد الاستقرار (Mono-Stable) بعنصر CMOS NOR
- 305 5-3-3- دارة عدم استقرار (A-stable) بعنصر CMOS NOR
- 309 5-4- دارة المؤقت التكاملية 555, The 555 Timer Circuit
- 315 5-4-1- تحقيق حالة وحيد الاستقرار باستخدام دارة المؤقت 555
- 319 5-4-2- تحقيق حالة عدم الاستقرار باستخدام دارة المؤقت 555
- 322 5-4-3- تحقيق حالة ثنائي الاستقرار باستخدام دارة المؤقت 555
- 326 5-4-4- تحقيق حالة عاكس باستخدام دارة المؤقت 555
- 352 5-5- متعددات الاهتزاز بثنائي نفقي
- 357 5-5-1- دارة وحيد استقرار بثنائي نفقي
- 370 5-5-2- دارة ثنائي الاستقرار بثنائي نفقي
- 376 5-5-3- دارة عدم الاستقرار بثنائي نفقي

379 الفصل السادس

دارات أخذ العينات ومسكها

Sample and Hold Circuits

- 380 6-1- تصنيف الإشارات
- 383 6-2- نظام التحصيل الرقمي
- 385 6-3- نظرية أخذ العينات (الاعتيان)

389	نظرية شانون Shannon	-1-3-6
390	أخذ العينات المثالي	-2-3-6
392	مفهوم التراكم الجزئي الطيفي	-1-2-3-6
394	أخذ العينات الحقيقي	-3-3-6
394	أخذ العينات الدورية الحقيقي	-1-3-3-6
398	أخذ/ماسك العينات الدورية	-2-3-3-6
403	تبسيط الفكرة لأخذ عينات من إشارات نمائية	-4-3-6
405	اعتبارات اختيار المكثف	-5-3-6
407	نظام محسن لأخذ العينات ومسكها	-6-3-6
408	بعض الدارات العملية وخصائصها	-7-3-6
409	الأخطاء المرافقة لدارة أخذ/ماسك العينات	-8-3-6
410	أخذ العينات	-1-8-3-6
411	أخذ العينات ومسكها	-2-8-3-6
411	المسك	-3-8-3-6
412	المسك/التقطيع	-4-8-3-6
413	نظرية التكمية (Theory of Quantification)	-4-6
413	مبدأ التكمية (Quantification Principe)	-1-4-6
415	ضجيج التكمية (Quantification Noise)	-2-4-6
416	خصائص ضجيج التكمية	-3-4-6
416	التكمية الخطية القياسية	-1-3-4-6
	(Standard Liner Quantification)	
417	التكمية الخطية المركزية	-2-3-4-6
	(Central Liner Quantification)	
419	التكمية غير الخطية	-3-3-4-6
	Non-Liner Quantification	
421	اختيار عدد خانات التكمية	-4-4-6

421	الاختبار الأول، التقليدي	-1-4-4-6
422	الاختبار الثاني، مع الأخذ بالحسبان نسبة الإشارة إلى الضجيج	-2-4-4-6
424	تطبيقات باستخدام فكرة أخذ العينات ومسكها	-5-6
424	تحويل الإشارة التماثلية إلى إشارة رقمية	-1-5-6
424	تعديل مطال النبضة	-1-1-5-6
	Pulse Amplitude Modulation, PAM	
427	تعديل مدة (عرض) النبضة	-2-1-5-6
	Pulse Duration Modulation, PDM	
	Pulse Width Modulation, PWM	
429	تعديل موقع (موضع) النبضة	-3-1-5-6
	Pulse Position Modulation, PPM	
431	التعديل النبضي المرمز (الترميزي)	-2-5-6
	Pulse Code Modulation, PCM	
432	المبدل التمثيلي/الرقمي	-3-5-6
	Analogue to Digital Converter, A/D	
435	المبدل ذو المقارنة الخطية	-1-3-5-6
437	المبدل ذو المقارنة الرقمية	-2-3-5-6
439	مبدل Flash أو المبدل التفرعي	-3-3-5-6

445 الفصل السابع

دارات التغذية الكهربائية المستمرة الخطية والمقطعة

Linear and Switched Mode D.C. Power Supply Circuits

447	وحدات التغذية الخطية	-1-7
448	دارات التوحيد لتيار أحادي الطور	-1-1-7
448	دارات تقويم نصف موجة لتيار أحادي الطور	-1-1-1-7

450	دارات تقويم موجة كاملة لتيار أحادي الطور 2-1-1-7
454	دارات الترشيح 2-7
454	دائرة مرشح بسيط بمكثف 1-2-7
460	دائرة مرشح نوع π 2-2-7
463	مضاعفات الجهد 3-7
467	دارات التقويم لتيار ثلاثي الطور 4-7
468	دائرة تقويم ثلاثية الطور ذات النقطة المشتركة (تقويم نصف موجة) 1-4-7
471	دائرة التقويم ثلاثية الطور الجسرية (تقويم موجة كاملة) 2-4-7
473	معطيات عن الثنائيات المختارة في عملية التوحيد 5-7
475	دارات تنظيم الجهد 6-7
476	تنظيم الجهد باستخدام ثنائي زينر 1-6-7
479	تنظيم الجهد باستخدام مكبر العمليات 2-6-7
485	تنظيم الجهد باستخدام الدارات المتكاملة 3-6-7
	(عائلة 78xx و 79xx)
489	وحدات التغذية المتقطعة Switched Mode Power Supply 7-7
490	مبدأ عمل وحدات التغذية المتقطعة 1-7-7
492	سلوك الملف في دائرة التبديل 2-7-7
495	دائرة خافض الجهد، مبدل Buck أو للمقطع التسلسلي 3-7-7
496	حساب جهد الخرج 1-3-7-7
498	التحميل الأعظم 2-3-7-7
500	التعرج في جهد الخرج 3-3-7-7
502	المبدل رافع الجهد، مبدل Boost أو المقطع التفرعي 4-7-7
502	حساب جهد الخرج 1-4-7-7
504	التحميل الأعظم 2-4-7-7
506	التعرج في جهد الخرج 3-4-7-7

508 -5-7-7 المبدل عاكس القطبية، مبدل Buck-Boost أو المبدل التحريضي

508 -1-5-7-7 حساب جهد الخرج

509 -2-5-7-7 التحميل الأعظم

511 -3-5-7-7 التعرج في جهد الخرج

513-573 الملاحق والمصطلحات العلمية والمراجع



المقدمة

بعونه تعالى،

لقد قمنا بإعداد هذا الكتاب ليغطي منهاج مقرر "الدارات الإلكترونية /2/" لطلاب السنة الثالثة لكل من قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات وقسم هندسة الحاسبات والأتمتة.

يتضمن هذا الكتاب سبعة فصول، يتناول الفصل الأول مولدات الإشارة الجيبية ذات التردد المنخفض والعالي، بينما يتناول الفصل الثاني توصيف الإشارات غير الجيبية وتطبيقها على دارات تكامل وتفاضل. ويتطرق الفصل الثالث لدراسة دارات التبديل، أما الفصل الرابع فإنه يتناول الدارات غير الخطية لتشكيل الإشارات غير الجيبية. ويقدم الفصل الخامس دراسة غنية عن الدارات متعددة الاهتزاز. ويتناول الفصل السادس موضوع دارات أخذ العينات ومسكها، ويتطرق الفصل السابع إلى موضوع دارات التغذية الكهربائية.

نختم الكتاب بموضوع الملاحق ويتضمن بعض المواضيع العلمية المفيدة للطلاب تليها قائمة بالمصطلحات العلمية مترجمة عن الانكليزية وتليها قائمة بالمراجع التي اعتمدنا عليها في تأليف الكتاب.

نأمل أن نكون قد أضفنا بعملنا هذا كتاباً علمياً باللغة العربية في علم الدارات الإلكترونية إلى المكتبة العربية، ونأمل أن يتلقى منه الطالب العربي الفائدة العلمية المرجوة.

وبهذا الكتاب نكون قد أسهمنا في تعويض المكتبة العربية ما ينقصها من كتب علمية عربية يغتنى منها الطالب العربي ومن يطلب المعرفة والعلم من أبناء الوطن العربي الكبير وبلغه أبناء هذا الوطن.

لقد تضمن هذا الكتاب، بالإضافة إلى المواضيع العلمية، قائمة بالمصطلحات العلمية الأجنبية مترجمة إلى معانيها العربية وفق ما وردت في مواقعها العلمية في هذا الكتاب.

الأستاذ الدكتور المهندس
جورج صنيح

الدكتور المهندس
نضال زيدان

الفصل الأول

التغذية الخلفية الموجبة والمهتزازات الجيبية

Positive Feedback and Sinusoidal Oscillators

مقدمة (1-1):

في تصميم النظم الإلكترونية تظهر الحاجة غالباً لإشارات ذات أشكال معيارية محددة، على سبيل المثال، الأمواج الجيبية والمربعة والمثلثية والنبضية... الخ. إن من بين التجهيزات التي يتطلب العمل فيها إشارات معيارية هي: أنظمة الحاسوب والتحكم حيث تظهر الحاجة إلى نبضات ميقائية (الساعة) (Clock Pulses) لغايات نذكر منها التوقيت، وكذلك نظم الاتصالات حيث تحتاج إلى إشارات بأشكال مختلفة لاستعمالها كحوامل معلومات، وكذلك تحتاج أنظمة القياس والاختبار إلى إشارات بأشكال مختلفة أيضاً في عملها الوظيفي.

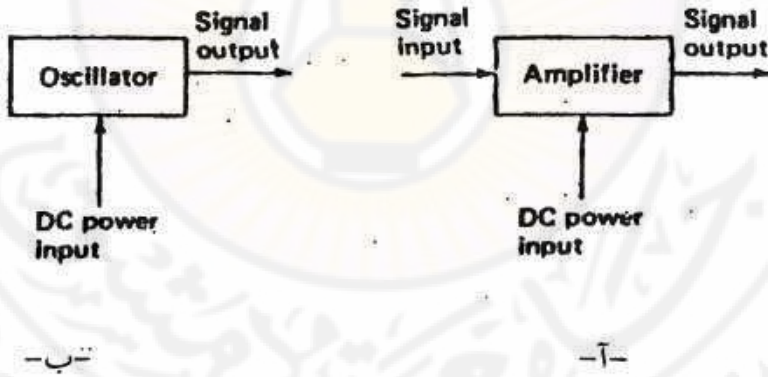
تعرف المهتزازات على أنها دارات الكترونية تولد في خرجها إشارة دورية ذات تردد محدد دون الحاجة إلى إشارة دخل حيث يمكن وصف هذه الدارات على أنها ذاتية العمل. إن المحدد الأساسي للمهتزازات هو تردد الاهتزاز الذي يمكن أن يتراوح بين بضع هيرتز وحتى الترددات الضوئية.

وفي هذا المجال نستطيع أن نميز نوعين من المهتزازات:

- 1- مهتزازات الاسترخاء (Relaxation Oscillators): والتي تولد إشارات من نوع سن المنشار، مربعة، مثلثية،... الخ.
- 2- المهتزازات الجيبية (Sinusoidal Oscillators): والتي تولد إشارة جيبية من الشكل $(S = S_o \sin \omega t)$.

يمكن أن يوصف المهتز كمنبع جهد (أو تيار) غير مستمر. لا تتضمن كلمة مهتز منابع الطاقة الكهربائية (50 Hz) أو أي منبع آخر يحول الطاقة الميكانيكية أو الطاقة الحرارية مثلاً إلى الطاقة الكهربائية. فدارة المهتز تولّد إشارة خرج بواسطة تحويل الطاقة الكهربائية (تيار مستمر، تردد يساوي صفراً) إلى طاقة كهربائية ذات شكل موجة محدد وبتردد محدد.

يمكن إيضاح هذه النقطة بمقارنة دارة مكبّر مع دارة مهتز حسب ما يبيّنه الشكل 1-1. فالمكبر يطبق على مدخله إشارة دخل ويقدم إشارة خرج ذات شكل يتوافق مع إشارة الدخل إلا أنّها ذات مستوى قدرة يكون بصورة عامة أعلى مما هو لإشارة الدخل. ويختلف المهتز عن المكبر في ناحية أساسية وهي أنه في دارة مهتز فعلية لا يتطلب المهتز أية إشارة دخل حتى يبدأ عمله ويعطي إشارة خرج طالما أن منبع التيار المستمر يغذي عناصر الدارة.



شكل 1-1- مقارنة بين مكبر ومهتز

1-1- المبادئ الأساسية لاختيار التردد:

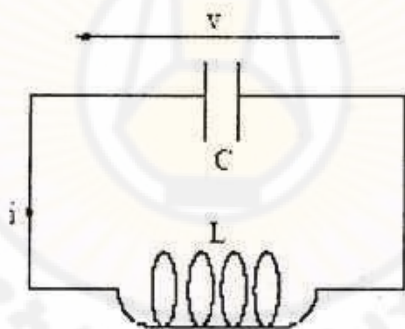
تُعَدُّ شبكة تحديد التردد من المكونات الأساسية لدارة المهتز والتي تحدد تردد الرنين للمهتز أي تردد الاهتزاز في خرج المهتز. تراكم هذه الشبكة الطاقة الكهربائية

خلال جزء من دور الإشارة ثم تحولها إلى شكل آخر من أشكال الطاقة في الجزء المتبقي من دور الإشارة وذلك وفقاً لما يلي:

طاقة كهربائية (كامنة) $\leftrightarrow$ طاقة مغناطيسية (حركية)

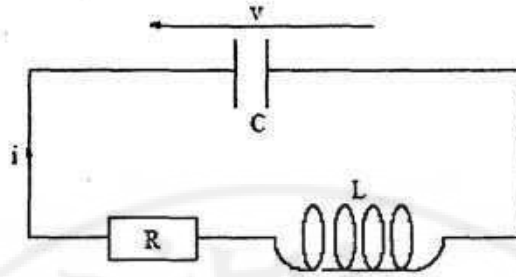
تمثل دائرة الرنين المولفة من عناصر (L, C) حسب ما يبينه الشكل 1-2 أكثر الدارات شهرة في هذا المجال والتي، في الحالة المثالية، لا تحدث أي ضياع في الاستطاعة حيث يمكن كتابة المعادلة التالية:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{i}{LC} = 0 \quad (1-1)$$



شكل 1-2- دائرة رنين مثالية

في الواقع، تبديد هذه الدائرة استطاعة ••بينة (حرارية، إشعاعية،...)، وبفرض أن الملف هو العنصر المبدد للاستطاعة يمكن عندها مكافأته بملف مثالي ومقاومة على التسلسل مسؤولة عن تبديد الاستطاعة كما هو موضح بالشكل 1-3.



شكل 1-3- دائرة رنين غير مثالية

وفي هذه الحالة يمكن أن نكتب:

$$v = Ri + L \frac{di}{dt} = -\frac{1}{C} \int i dt$$

وهذا يعطينا المعادلة التالية:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{i}{LC} = 0 \quad (1-2)$$

يمكن ترجمة هذه المعادلة على النحو التالي: إذا كان لدينا إشارة متناوبة في اللحظة ($t=0$) فإن مطال هذه الإشارة سوف يتناقص بشكل أسي مع الزمن كما هو موضح بالشكل 1-4.

وبفرض أن ال استطاعة المختزنة في العنصر الغير فعال هي W . فإن هذه الاستطاعة تتغير بمرور الزمن عندما يخضع هذا العنصر إلى إشارة خارجية متغيرة المطال مع الزمن. وبفرض أن الفقد في الاستطاعة المختزنة في العنصر المعتمد خلال دور من الإشارة T هو ΔW ، نعرف عندها عامل جودة الرنين كما يلي:

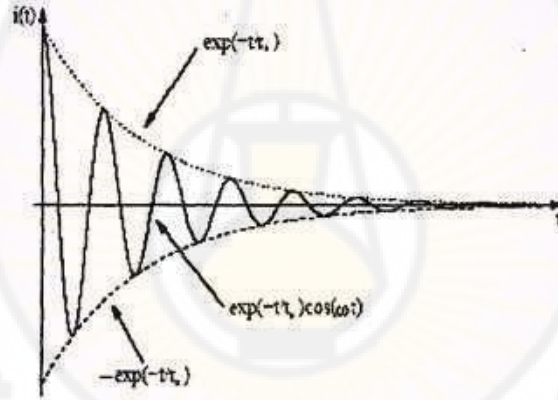
$$Q = 2\pi \frac{W}{\Delta W} = \frac{2\pi}{T} \frac{W}{\Delta W/T} = \omega_0 \frac{W}{P}$$

حيث:

P - هي الاستطاعة المبددة خلال دور من الإشارة في دائرة الرنين والتي تُعطى

بالمعادلة التالية:

$$P = \frac{\Delta W}{T} = -\frac{dW}{dt} \quad (1-4)$$



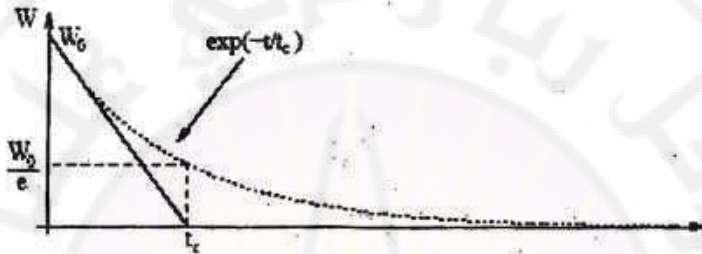
شكل 1-4- تناقص الإشارة الجيبية في دائرة رنين غير مثالية

واستناداً لما تقدم نستطيع أن نكتب:

$$Q = \omega_0 \frac{W}{P} = \omega_0 \frac{W}{-\frac{dW}{dt}} = -\omega_0 \frac{W dt}{dW}$$

$$\Rightarrow W = W_0 \exp\left(-\frac{\omega_0 t}{Q}\right) \quad (1-5)$$

يقدم حل هذه المعادلة التفاضلية التغير في قيمة الاستطاعة المختزنة في دائرة الرنين بمرور الزمن كما هو موضح بالشكل 1-5.



شكل 1-5- التغير اللحظي للطاقة المختزنة في دائرة الرنين

من المعادلة 1-5 نعرف ما يسمى بزمن التماسك (Coherence time) على النحو التالي:

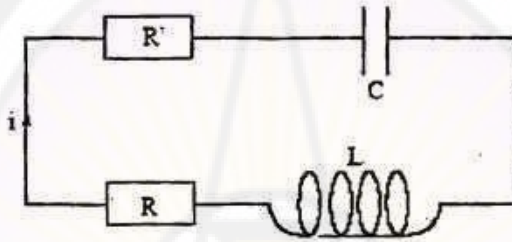
$$2t_c = \tau_c = \frac{Q}{\omega_0} \quad (1-6)$$

وعليه نستطيع أن نتحقق أنه خلال مدة زمنية من مرتبة الزمن t_c يكون الاهتزاز ملحوظاً من حيث المطال والتردد قبل أن تضع إشارة الاهتزاز بإشارات الضجيج، أي إنه بعد انقضاء زمن أكبر من زمن التماسك فإن إشارة الاهتزاز تختفي. إذاً من أجل ضمان استمرار الاهتزاز يجب تعويض الفقد في الاستطاعة قبل انقضاء زمن التماسك. واستناداً لذلك فإنه من أجل تصميم مهتر يجب أن نأخذ بالحسبان النقطتين التاليتين:

1- أن تكون شبكة تحديد التردد ذات عامل جودة مرتفع، بمعنى آخر أن يكون زمن التماسك لهذه الشبكة كبير جداً.

2- ضمان استمرارية الاهتزاز من خلال تفعيل النظام بشكل دوري أو من خلال معالجة (حذف) الحدود المبددة للاستطاعة (الاحتكاك=التخامد).

في تصميم المهتزاز الجيبي يتم ضمان استمرارية الاهتزاز من خلال تعويض الاستطاعة المبددة في المقاومة R وذلك بإضافة العنصر R' إلى دائرة الرنين غير المثالية الموضحة بالشكل 1-3 وذلك كما هو موضح بالشكل 1-6.



شكل 1-6- دائرة رنين غير مثالية مع دائرة تعويض الاستطاعة المبددة

وانطلاقاً من هذه الدارة يمكن إعادة صياغة المعادلة 1-2 على النحو التالي:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{(R + R') di}{dt} + \frac{i}{LC} = 0 \quad (1-8)$$

تبين هذه المعادلة إنه من أجل ضمان استمرار الاهتزاز يجب أن يكون $(R = -R')$ وهذا يقودنا إلى مفهوم المقاومة السالبة والتي تعبر عن إمكانية تزويد دائرة الرنين باستطاعة مساوية للاستطاعة المبددة في المقاومة R . نُطلق على المقاومة R' بتسمية عنصر التعويض أي تعويض الاستطاعة المبددة في دائرة الرنين.

ومن الناحية العملية فإن عنصر التعويض المضاف والذي يعكس مفهوم المقاومة السالبة هو:

1- إما عنصر فعال يسلك أحياناً سلوك المقاومة السالبة (مثل الثنائي النفقي والترانزيستور وحيد الوصلة اللذان يحتويان على جزء من منحنى خواصهم ذي خاصية مقاومة ديناميكية سالبة)

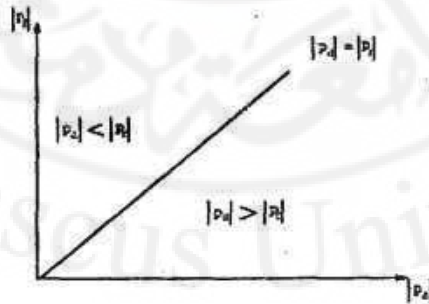
2- أو عنصر فعال (مكبر) حيث يتم إظهار أثر المقاومة السالبة بتحقيق تغذية خلفية لهذا المكبر عن طريق دائرة الرنين ونميز هنا حالتين:

- مهتزازات الترددات المنخفضة وتصبح دائرة التغذية الخلفية مكونة من (R, C) .
- مهتزازات الترددات العالية وتكون دائرة التغذية الخلفية من عناصر (L, C, R) .

2-1- اعتبارات الاستطاعة:

1-2-1- الفرضية الخطية:

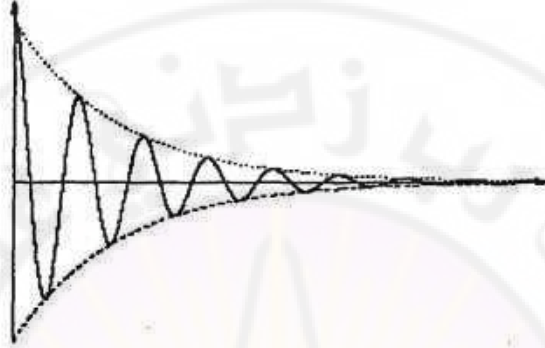
تناسب الاستطاعة المبذورة في دائرة الرنين P_d طرداً مع مربع التيار المار في هذه الدارة أو مع الجهد المطبق على طرفيها، وكذلك الحال بالنسبة للاستطاعة P_f المزودة من قبل عنصر التعويض (النمذج بالمقاومة R')، وبالتالي فإن هناك تناسب بين P_d و P_f كما يبينه الشكل 7-1.



شكل 7-1- خصائص $P_d = f(P_f)$

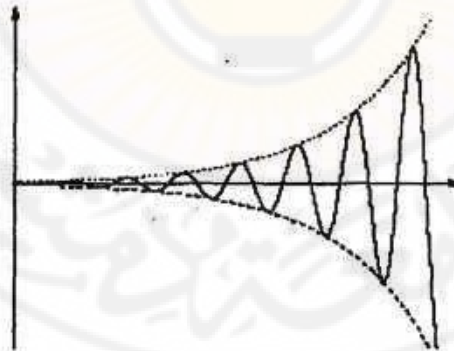
وهنا يمكن أن نغير ثلاث حالات:

- 1- حالة $|P_d| > |P_r|$: في هذه الحالة وإن وجد الاهتزاز في اللحظة الابتدائية فإنه سوف يتناقص ليختفي بعد فترة زمنية محدودة كما يبينه الشكل 8-1.



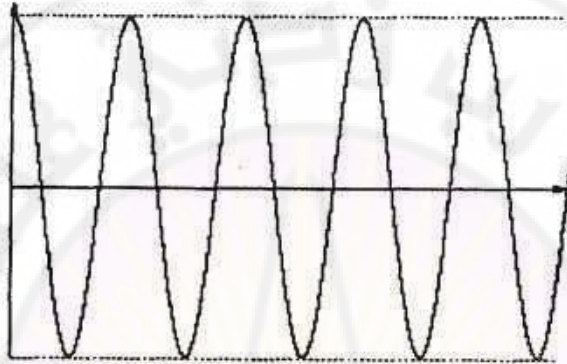
شكل 8-1- تخامد الاهتزاز نتيجة $|P_d| > |P_r|$

- 2- حالة $|P_d| < |P_r|$: يبدو الاهتزاز في هذه الحالة متزايداً بشكل مستمر كما يبينه الشكل 9-1.



شكل 9-1- تزايد الاهتزاز نتيجة $|P_d| < |P_r|$

3- حالة $|P_d| = |P_r|$: يبدو الاهتزاز الناتج في هذه الحالة مستقراً وثابتاً من حيث المطال والتردد وذلك بعد توليده من محرض خارجي كما يبينه الشكل 10-1 إلا أن ذلك يُعدُّ من الناحية العملية غير قابل للتحقيق.



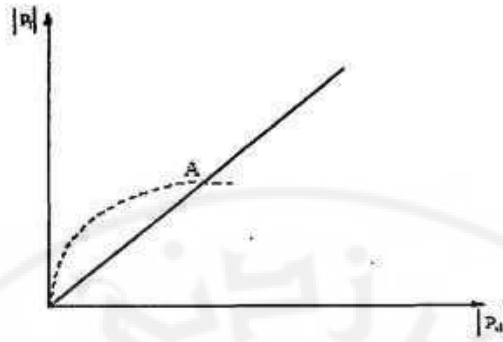
شكل 10-1- ثبات الاهتزاز نتيجة $|P_d| = |P_r|$

يمكن قبول الفرضية الخطية في القدرة من أجل الاهتزازات ذات المطال الصغير إلا أنها غير صحيحة بالنسبة للاهتزازات ذات المطال الكبير. إذا يبدو واضحاً أن الشرط اللازم لانطلاق الاهتزاز هو $|P_d| < |P_r|$.

1-2-2- الفرضية غير الخطية:

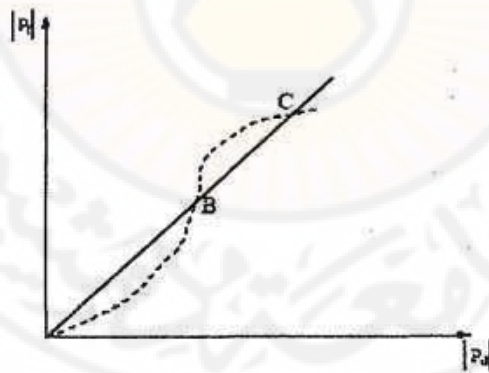
من الناحية العملية تُعدُّ العناصر المشكلة للمهتز غير خطية فتبعاً للاستطاعة P_r المزودة من قبل عنصر التعويض نميز الحالتين التاليتين:

1- **الاهتزاز اللين:** وفيه ينطلق الاهتزاز إذا كان $|P_d| < |P_r|$. ونتيجة لعدم خطية هذه القدرة يتحدد مطال الاهتزاز ثم يعود ويستقر في النقطة A حيث $|P_d| = |P_r|$ كما يبينه الشكل 11-1.



شكل 11-1- الاهتزاز اللين

2- الاهتزاز القسري: في هذا النوع من الاهتزاز لا يمكن ملاحظة الاهتزاز طالما أن $|P_d| > |P_r|$ ، إلا أن الاهتزاز ينطلق بتحريض خارجي كما في الحالة السابقة من النقطة B باتجاه النقطة C ليستقر عندها، وهنا أيضاً يكون $|P_d| = |P_r|$ أما عند النقطة B فيبدو أيضاً أن $|P_d| = |P_r|$ إلا أن الاهتزاز هنا غير مستقر. يوضح الشكل 12-1 هذا النوع من الاهتزاز.



شكل 12-1- الاهتزاز القسري

نجد مما تقدم بأن ضمان استمرار الاهتزاز يتحقق عندما يكون $|P_d| = |P_r|$ مع الأخذ بالحسبان أن $(P_d + P_r = 0)$ حيث $(P_d < 0$ و $P_r > 0)$.

وانطلاقاً من اعتبارات الاستطاعة المشروحة في الفقرة السابقة سوف نناقش الشروط الواجب توافرها في دائرة مهتز ما من أجل إطلاق الاهتزاز دون الاهتمام بقيمة مطال الإشارة الناتجة، آخذين بالحسبان الخاصية الخطية لهذه الأنظمة. سوف نبحث بالشروط الواجب توافرها في نظام إلكتروني مفترض لجعله غير مستقر، هذا من ناحية، ومن ناحية ثانية سوف نبحث في كيفية التحكم في عدم استقرار هذا النظام من أجل الحصول على إشارة جيبية ذات تردد ومطال ثابتين.

3-1- المبادئ الأساسية للمهتزازات الجيبية Sinusoidal Oscillators^[3-1]:

يمكن أن نحول دائرة مكبر إلى دائرة مهتز إذا تمكنا من إحداث حلقة تغذية خلفية موجبة (Positive Feedback Loop) من مخرج المكبر إلى مدخله ونسمي المهتزازات في هذه الحالة بالمهتزازات ذات التغذية الخلفية الموجبة. تتألف البنية الأساسية لمهتز جيبى من دارتين، دائرة مكبر ودائرة تغذية خلفية موجبة تتمتع بخاصية اختيار التردد كما يبينه المخطط الصندوقى المبين في الشكل 1-13. ومع أنه في دائرة مهتز فعلية لا يوجد هناك إشارة دخل إلا أننا نضع إشارة دخل هنا لنساعد في شرح مبدأ العمل. لدينا هنا إشارة التغذية الخلفية x_r حيث تُجمع مع إشارة الدخل المفترضة، ويُعطى الربح في هذه الحالة بالمعادلة التالية:

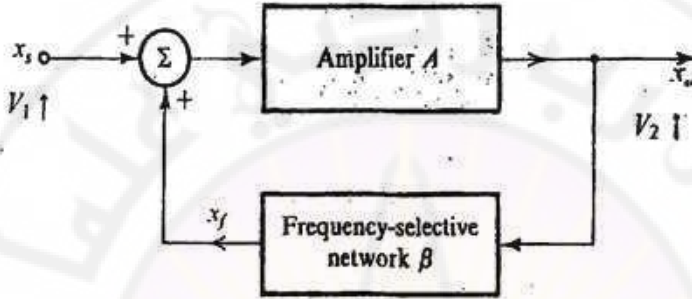
$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)} \quad (1-8)$$

يكون ربح الحلقة هنا: $-A(s)\beta(s)$ ، إلا أنه من أجل تبسيط الأمور نستغني عن الإشارة السالبة ونعتبر أن ربح الحلقة هو $L(s)$:

$$L(s) \equiv A(s)\beta(s) \quad (1-9)$$

وهكذا تصبح المعادلة الخاصة كما يلي:

$$1 - L(s) = 0 \quad (1-10)$$



شكل 13-1- البنية الأساسية لمهتز جيبي

1-3-1- الشروط الأساسية للاهتزاز [3-1]:

عند تردد محدد f_0 يصبح ربح الحلقة المغلقة $A\beta$ مساوياً للواحد، وينتج من المعادلة (8-1) أن A_f سيساوي اللانهاية. أي أنه عند هذا التردد سيكون للدائرة خرج محدد من أجل إشارة دخل تساوي صفراً. وهكذا فإن مثل هذه الدارة هي بالتحديد دائرة مهتز. وهكذا فإن الشرط من أجل حلقة التغذية الخلفية في الشكل 13-1 لتقديم اهتزازات جيبيه بتردد f_0 هو:

$$L(j\omega_0) \equiv A(j\omega_0) \beta(j\omega_0) = 1 \quad (1-11)$$

أي أنه عند ω_0 يجب أن يساوي مجموع فروق الطور في الحلقة المغلقة صفراً ويجب أن يكون مقدار ربح الحلقة مساوياً للواحد. تسمى هذه المعايير بمعايير

باركهاوزن (Barkhausen Criterion). نلاحظ أنه من أجل أن تهتز الدارة عند تردد واحد فإن معيار الاهتزاز يتحقق عند تردد واحد فقط هو f_0 ، وإلا فإن شكل الموجة الناتج سوف لن يكون جيبيًا.

بالرجوع إلى الشكل 1-13 نرى أنه لكي تنتج حلقة التغذية الخلفية جهد خرج x_0 دون تطبيق إشارة دخل ($x_s = 0$)، تكون إشارة التغذية الخلفية $x_f = \beta x_0$ ويجب أن تكون كبيرة بما فيه الكفاية بحيث إنه عندما تُضرب بربح المكبر A فإنها ستعطي x_0 ويكون ($A x_f = x_0$)، أي أن:

$$A \beta x_0 = x_0$$

فيؤدي هذا إلى:

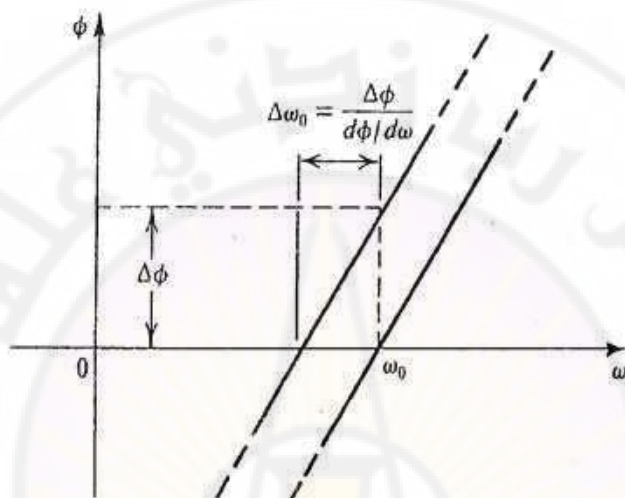
$$A \beta = 1 \quad (1-12)$$

نلاحظ أن تردد الاهتزاز f_0 يُحدّد بخصائص الطور للحلقة التغذية الخلفية، بمعنى أن الحلقة تهتز عند التردد الذي عنده يكون مجموع فروق الطور في الحلقة المغلقة مساوٍ للصفر. ويعني هذا أن استقرار تردد الاهتزاز سيُحدّد بالطريقة التي يتغير فيها طور حلقة التغذية الخلفية $\Phi(\omega)$ مع التردد.

يبين الشكل 1-14 التابع $\Phi(\omega)$ حيث يبدو أن ميلًا كبيرًا للتابع سينتج ترددًا أكثر استقرارًا. يمكن أن نرى هذا إذا تخيلنا تغيرًا في الطور مقداره $\Delta\Phi$ ينتج بسبب تغير في أحد عناصر الدارة. إذا كان $d\Phi/d\omega$ كبيرًا فإن التغير الناتج في ω_0 سيكون صغيرًا.

تستخدم في مولدات الإشارة عناصر فعالة وعناصر غير فعالة حيث يؤمن العنصر الفعال آلية تحويل الطاقة أما العناصر غير الفعالة فإنها تساهم بتحديد تردد الاهتزاز. ويمكن أن نعبر عن الشرطين السابقين بشكل آخر بأن نقول أنه حتى يحدث اهتزاز تلقائي في الدارة يجب أن يسمح العنصر الفعال بربح استطاعة عند تردد الاهتزاز، أي أن العنصر الفعال يجب أن يتمتع بربح كافٍ ليتغلب على المفايد في الدارة وليؤمن

مقدار ربح حلقة يساوي (1)، (المعادلة 1-12). أما الشرط الضروري الثاني فهو أن مجموع الإزاحات في الطور التي يسببها العنصر الفعال نفسه ودائرة التغذية الخلفية يجب أن تساوي الصفر تماماً.



شكل 1-14- اعتماد ثابت تردد المهتز على ميل استجابة الطور

إن هذين الشرطين يضمنان استمرارية الاهتزاز ولكنهما لا يضمنان انطلاق الاهتزاز لذلك يجب أن يكون ربح الحلقة المغلقة في البدء أكبر من الواحد حتى نحث إطلاق الاهتزاز. تُعدُّ تلك الشروط كافية وضرورية لتبدأ الاهتزاز ولتُبقي الاهتزاز في الدارة.

وحيث إن المكبرات يمكن أن تصنف ضمن حقلين:

1- المكبرات العاكسة : ويكون فيها ($A < 0$)

2- المكبرات غير العاكسة : ويكون فيها ($A > 0$)

يبدو واضحاً أنه من أجل الحصول على تغذية خلفية موجبة فإن دائرة التغذية الخلفية يجب أن تؤمن انزياحاً في الطور مساوٍ إلى 180° عند تردد العمل ω_0 في الحالة الأولى، أما في الحالة الثانية فإنه يجب أن يؤمن انزياحاً في الطور مساوٍ إلى الصفر عند ω_0 .

1-3-2- اعتبارات عملية^[4-1]:

تؤثر تغيرات خواص العناصر الفعالة والعناصر غير الفعالة على ثبات عمل الدارة ويُقصد بهذا الثبات هو ثبات التردد وثبات المطال وكذلك ثبات استطاعة الخرج. قد لا يكون عملياً أن نحاول تحقيق استطاعة خرج عالية في دائرة مهتز، فالهم عند تصميم دائرة مهتز هو الحصول على إشارة خرج ثابتة من حيث التردد والمطال ولا تحتوي بقدر الإمكان على توافقيات (نقول عنها هنا بأنها إشارة نظيفة). إن نقاء الإشارة أو نظافتها يشير إلى عدم وجود توافقيات أو أية مركبات غير مرغوب بها مع الإشارة الأساسية. ويمكن بواسطة استعمال مرشحات مناسبة أن نتخلص بقدر الإمكان من أية توافقية غير مرغوب بها ونحتفظ بالتردد المطلوب. أما الوصول إلى مستوى الاستطاعة المطلوب فيكون بواسطة تكبير إشارة المهتز.

ذكرنا سابقاً أنه عندما يكون ربح الحلقة المغلقة $A\beta$ مساوياً إلى الواحد، تهتز الدارة وسيكون للدارة خرج محدد عند تردد محدد f_0 من أجل إشارة دخل تساوي صفراً.

لنفرض أن ربح الحلقة $A\beta$ أكبر من الواحد فإن مطال الاهتزازات سيستمر في التزايد دون حدود. إلا أن مثل هذا التزايد، بالطبع، يمكنه فقط أن يستمر إذا لم يعد محدوداً بفعل اللاخطية في عمل العناصر الفعالة الموجودة في المكبر. تصبح اللاخطية هذه أكثر تأثيراً عندما يتزايد مطال إشارة الاهتزاز. إن فعل اللاخطية هذه في تحديد مطال الاهتزاز هو ظاهرة ضرورية في عمل المهتزاز العملية. إن الشرط أن يكون ربح الحلقة

المغلقة $A\beta$ مساوياً إلى الواحد هو شرط أساسي ودقيق. لنفرض في البداية أنه كان ممكناً تحقيق مثل هذا الشرط، وحيث إن عناصر الدارة الفعالة، وعلى وجه الخصوص الترانزستورات، تتغير خواصها مع تقدم العمر وتغيرات درجة الحرارة والجهد.... الخ، فمن الواضح أن ربح الحلقة المغلقة $A\beta$ سيتعد عن الواحد تناقصاً أو تزايداً. فإذا أصبح أصغر من 1 سيتوقف الاهتزاز، وفي الحالة الأخرى تظهر الحاجة إلى حالة اللاخطية للحد من المطال. إن الشرط الذي يجب أن يكون فيه ربح الحلقة المغلقة $A\beta$ مساوياً إلى 1 تماماً هو أمر لا يمكن تحقيقه عملياً.

من الضروري من الناحية العملية أن تعمل على أن يكون $A\beta$ أكبر من 1 بمقدود 5 % مثلاً عند تحقيق مهتز وذلك حتى نضمن أنه عند حدوث تغيرات مفاجئة في معاملات الترانزستور والدارة، يبقى $A\beta$ أكبر من 1.

وحيث إن شرطي باركهاوزن يجب تحقيقهما من الوجهة النظرية البحتة فإننا يمكن أن نضيف مبدأ عاماً ثالثاً تمليه الاعتبارات العملية وهو: في كل مهتز عملي يكون ربح الحلقة أكبر من الواحد بقليل، ويُحدّد مطال الاهتزاز بواسطة ظاهرة للاخطية.

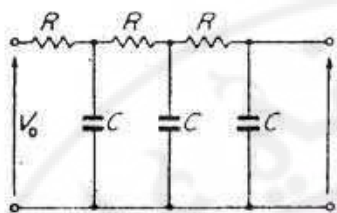
4-1- المهتز ذو إزاحة الطور The Phase Shift Oscillator^[4-1]:

تُعدُّ دارة مرشح تمرير منخفض (Low Pass Filter) ودارة مرشح تمرير عالٍ (High Pass Filter) في الشكل 1-15 إحدى أبسط دارات إزاحة الطور.

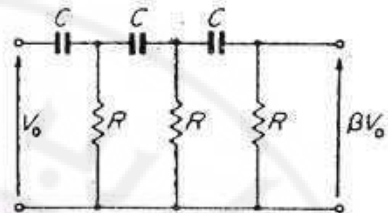
إن الحد الأدنى لعدد المراحل المتسلسلة هو ثلاثة مراحل حيث إن ربط مرحلتين فقط لا يمكن أن يؤمن بأي حال إزاحة في الطور بين جهد الخرج وجهد الدخل مساوٍ إلى 180° وذلك عند أي تردد محدد.

من الشكل 1-15 - آ- يمكن أن نكتب ما يلي:

$$\beta_{(w)} = \frac{1}{\frac{X^2 - 5}{X^2} + j \frac{1 - 6X^2}{X^3}} \quad (1-13)$$



(ب)



(آ)

شكل 1-15 - آ- دائرة مرشح تمرير عالي لإزاحة الطور
ب- دائرة مرشح تمرير منخفض لإزاحة الطور

وبفرض أن:

$$X = \omega CR$$

تكون β حقيقية عند مساواة القيمة التخيلية بالصفر وتكون ذات قيمة عظمى ويحدث هذا عند تردد اهتزاز للدائرة ω_o وتصبح:

$$X = X_o = \omega_o CR = \frac{1}{\sqrt{6}}$$

ومنه يكون:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{6}CR}, \quad f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}CR} \quad (1-14)$$

وعند هذا التردد ينتج:

$$\beta_{(\omega o)} \equiv \beta_o = \frac{X_o^2}{X_o^2 - 5}$$

$$\beta_{(\omega o)} = \frac{\frac{1}{6}}{\frac{1}{6} - 5} = -\frac{1}{29} \quad (1-15)$$

تشير الإشارة (-) إلى انعكاس الطور. وهكذا فمن أجل تأكيد الاهتزاز يجب أن يكون تكبير الدارة مساوٍ إلى (-29) على الأقل وذلك حسب ما تشير إليه المعادلة 1-5.

أما من أجل الدارة المبينة في الشكل 1-15-ب فإننا يمكن أن نحصل على نتائج مطابقة وذلك بعد ملاحظة أن الفرق الوحيد بين الدارتين هو التبادل بين كل من R و $1/j\omega C$. فينتج بعد التعويض في المعادلة ($X = \omega CR$) ما يلي:

$$X = \omega CR \rightarrow \left(\frac{1}{jR} \right) \left(\frac{1}{j\omega C} \right) = -\frac{1}{\omega CR} = -\frac{1}{X}$$

وبالتالي نعوض عن (X) في المعادلة 1-13 بـ $(-\frac{1}{X})$ فنتج القيم التي تخص دائرة الشكل 1-15-ب:

$$\beta_{(\omega)} = \frac{1}{\left(\frac{1}{X^2} - 5 \right) X^2 - j \left(1 - \frac{6}{X^2} \right) X^3} \quad (1-16)$$

وعند تردد عمل الدارة ω_o تساوي القيمة التخيلية بالصفر فينتج:

$$X = X_o = \sqrt{6}$$

ومنه:

$$\omega_o = \frac{\sqrt{6}}{RC} \quad (1-17)$$

$$f_o = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} \quad (1-18)$$

فتكون قيمة β_o :

$$\beta_o = 1 / (1 - 5 X_o^2) = 1 / (1 - 30)$$

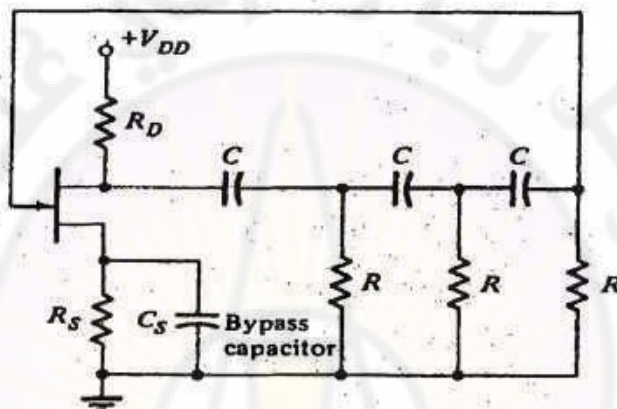
$$\beta_o = - 1/29 \quad (1-19)$$

وهذا هو نفس ما شاهدناه للدارة المبينة في الشكل 15-1-آ.

نلاحظ هنا أيضاً أنه من أجل قيم محددة لكل من R و C يكون تردد عمل الدارة المبينة في الشكل 15-1-ب هو ستة أضعاف تردد عمل الدارة المبينة في الشكل 15-1-آ. وكذلك فإن أية توافقيات يمكن أن تظهر مع التردد الأساسي ω_o تعمل الدارة المبينة في الشكل 15-1-ب على إضعافها بالنسبة للتردد الأساسي بعكس ما تؤديه الدارة المبينة في الشكل 15-1-آ لهذه التوافقيات بالنسبة لتردداتها الأساسي.

يبين الشكل 16-1 مكبراً بترانزستور JFET يتبعه ثلاثة مراحل من مرشح تمرير عالٍ بحيث يكون مخرج المرحلة الأخيرة مطبقاً على البوابة. فإذا كان ممكناً إهمال تحميل شبكة إزاحة الطور على المكبر أي إذا كان $R \gg R_i$ فإن المكبر يزيح بمقدار 180° أي جهد يظهر على البوابة وتقوم شبكة المكثفات والمقاومات بإزاحة الطور بمقدار إضافي. فعند تردد محدد ستكون قيمة إزاحة الطور التي ستدخلها الشبكة RC مساوية تماماً إلى 180° ، وعند هذا التردد ستكون إزاحة الطور الكلية بدءاً من البوابة ودخل

الدارة ورجوعاً إلى البوابة مساوية صفراً تماماً. إن هذا التردد المحدد هو التردد الذي ستهتز عنده الدارة، بشرط أن تكون قيمة التكبير كافية. إذا أخذنا بالحسبان تأثير التحميل لشبكة إزاحة الطور RC فإن تردد الاهتزاز سيتناقص ويجب، عندئذ، زيادة ربح مرحلة المكبر JFET.



شكل 16-1- مهتز إزاحة الطور (JFET - RC)

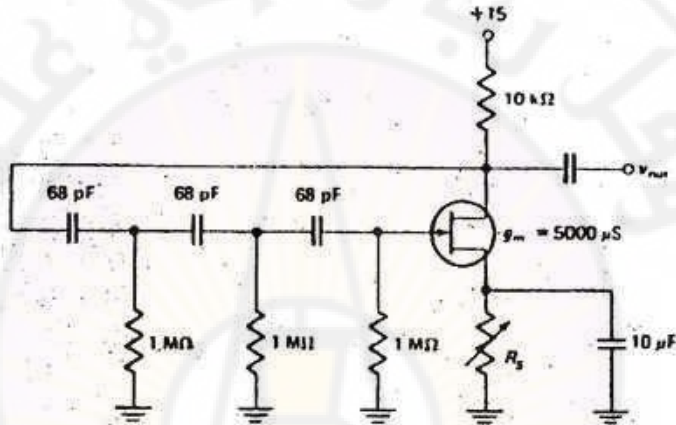
5-1- كيفية تغيير التردد في المهتز ذي إزاحة الطور^[4]:

يصلح مهتز إزاحة الطور، على وجه الخصوص، من أجل مجال من الترددات من بضعة هرتز وحتى بضعة مئات كيلو هرتز، فيشمل ذلك مجال الترددات الصوتية. يمكن تغيير تردد الدارة بواسطة تغيير أي من العناصر (RC) في دائرة إزاحة الطور. ويتم عادة تغيير السعات الثلاثة في نفس الوقت وذلك للحصول على مجال كبير من الترددات. إن مثل هذا التغيير يحفظ ممانعة الدخل لشبكة إزاحة الطور ثابتة وكذلك فإن مطال الاهتزاز سوف لن يتأثر أيضاً عند ضبط التردد.

مثال 1-1:

في الدارة المبينة في الشكل 17-1 المطلوب ما يلي:

- 1- التأكد من إمكانية الاهتزاز.
- 2- حساب التردد الذي تهتز عنده الدارة.



شكل 17-1- دائرة مهتر JFET ذي إزاحة الطور

الحل:

- بوضع ($R_S = 0$) يكون ربح الجهد الأعظمي للدارة:

$$A = g_{mo} R_L = 0.005 \cdot 10.000 = 50$$

وحيث إنه بزيادة قيمة المقاومة R_S تناقص قيمة g_m ويتناقص بالتالي ربح الجهد. لذلك فإنه يمكننا عن طريق تعيير المقاومة R_S الحصول على ربح يزيد قليلاً عن 29 مما

يسمح ذلك للاهتزازات أن تنطلق ويمنع التشوه الكبير للإشارة أيضاً الناتج عن عملية قطع الذروات الذي يسببه قيمة ربح عالية جداً.

- حساب التردد:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}} = 956 \text{ Hz}$$

استعملنا في هذا المثال ترانزستوراً نوع JFET ولذلك أمكننا إهمال تأثير تحميل دائرة إزاحة الطور على خرج المكبر واعتبرنا أن المكبر يزيج الطور بمقدار 180° لأي جهد يظهر على البوابة.

عند التردد المحسوب يكون مقدار الإزاحة التي تدخلها الدارة RC تساوي 180° تماماً. وتكون الإزاحة الكلية للطور من البوابة وحول الدارة ورجوعاً إلى البوابة مساوية للصفر تماماً.

مغال 2-1:

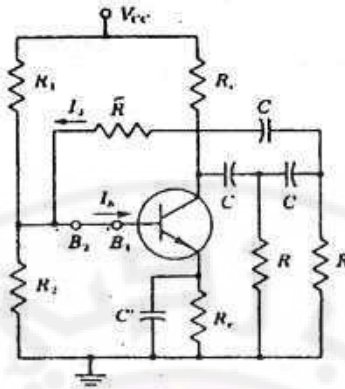
يبين الشكل 18-1 دائرة مهتز BJT ذي إزاحة الطور. اشرح شروط عمل الدارة.

يمكن أن نقول أن المقاومة R في هذه الدارة تساوي:

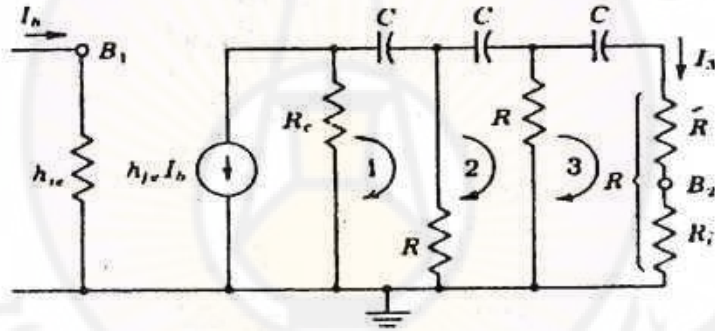
$$R = R + R_i$$

كما يبدو من الشكل 19-1 حيث: $R_i \approx h_{ie}$ هي مقاومة مدخل الترانزستور.

يتم اختيار المقاومة R بطريقة أن أجزاء الشبكة RC الثلاثة لدائرة إزاحة الطور تصبح متماثلة تقريباً وتسهل حسابات الدارة. نفرض للسهولة أيضاً أن المقاومات R_1 و R_2 و R_e ليس لها أي تأثير على عمل الدارة.



شكل 18-1 - مهتر BJT ذو إزاحة الطور



شكل 19-1 - دائرة مكافئة

إذا أدخلنا بالحسبان تأثير المقاومة R_C على حساب تردد اهتزاز الدارة فيمكن أن يُعطى التردد عندئذ بالعلاقة التالية:

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \times \frac{1}{\sqrt{6+4K}} \quad (1-20)$$

حيث:

$$k = R_C / R \quad (1-21)$$

ويحدد شرط إطلاق الاهتزاز بالمترابحة التالية:

$$h_{fe} > 4k + 23 + 29/k \quad (1-22)$$

يمكن من هذه المترابحة استخراج قيمة k التي تحدد قيمة h_{fe} الدنيا وعندها تساوي k ما يلي:

$$k = R_c / R = 2.7$$

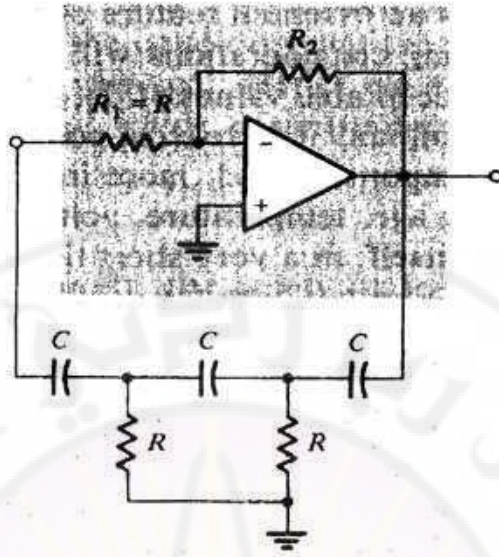
ومن أجل قيمة k المثالية هذه يمكن حساب قيمة h_{fe} : ($h_{fe} = 44.5$) — وهذا يعني أن ترانزستوراً له h_{fe} (الربح في التيار للدائرة المقصورة ذات الباعث المشترك) أقل من 44.5 لا يصلح للاستعمال في دائرة مهتر ذي إزاحة الطور. يمكن استبدال الترانزستور FET في الشكل 1-16 بمكبر عمليات كما يبدو في الشكل 1-20. وبسبب ما يسمى بالتأريض الافتراضي، تكون المقاومة من عقدة المدخل P إلى الأرض هي: ($R_1 = R$) وبالتالي تكون شبكة إزاحة الطور في الشكل 1-20 مماثلة لشبكة إزاحة الطور في الشكل 1-16. لذلك، يُعطى تردد الاهتزاز بالمعادلة 1-14:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC}$$

وحيث إن ربح مكبر العمليات هو:

$$A_v = -R_2/R_1 = -R_2/R$$

فإن $|A_v|$ يجب أن تساوي 29 على الأقل، لذلك فإن R_2/R يجب أن تكون أكبر من 29 (بحدود 5%).



شكل 20-1- مهتز إزاحة الطور بمكبر عمليات

6-1- أشكال أخرى من دارت اختيار التردد:

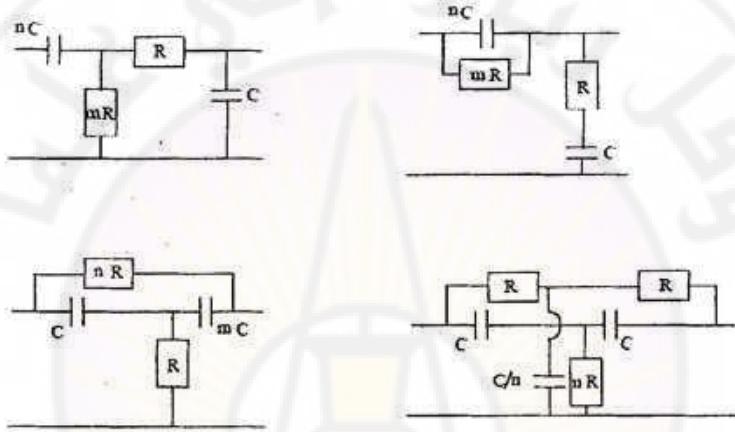
يوجد أنواع أخرى من دارات R, C يمكن استخدامها كشبكة لتحديد التردد حيث يبين الشكل 21-1 نماذج من هذه الدارات.

7-1- مهتز جسر Wien^[4,3,1]:

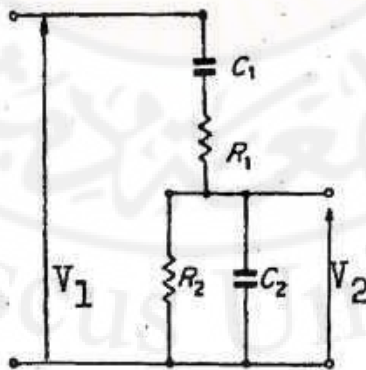
يستخدم مهتز جسر Wien دائرة إزاحة طور بمقدار صفر درجة وهي الدارة المبينة في الشكل 22-1 وغالباً ما نختار فيها: $R_1 = R_2$ و $C_1 = C_2$. حيث تتمتع هذه الدارة بخاصية اختيار التردد وكذلك بإزاحة في الطور يساوي الصفر عند تردد مناسب ω_0 ، ويمكن أن نكتب اعتماداً على هذه الدارة ما يلي:

$$\beta(\omega) = (V_2/V_1)_\omega \quad (1-23)$$

وحيث إن الجزء الحقيقي من المخرج لا يعتمد على التردد لذا يبدو واضحاً أن نسبة خرج الدارة إلى دخلها أي $\left| \frac{V_2}{V_1} \right|$ تكون عظمى عندما يتلاشى الجزء التخيلي من المخرج ويحدث هذا عند تردد $(\omega = \omega_0)$ ويعطى بالمعادلة التالية:

$$\omega_0 C_2 R_1 = 1 / \omega_0 C_1 R_2 \quad (1-24)$$


شكل 1-21- نماذج من دارات R, C يمكن استخدامها كشبكة لتحديد التردد



شكل 1-22- دائرة جسر Wien

ومنه:

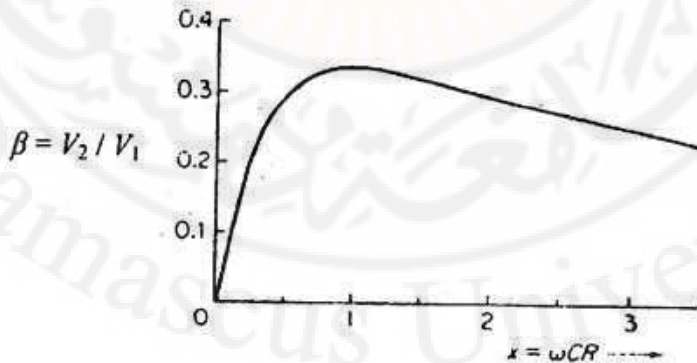
$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1 R_1 C_2 R_2}} \quad (1-25)$$

نستنتج أن جهد الخرج يتمتع ليس فقط بقيمة عظمى عند ω_o لكنه مطابق في الطور أيضاً لإشارة الدخل وهذا واضح من المعادلة التالية:

$$\beta_o = \left(\frac{V_2}{V_1} \right)_{\omega=\omega_o} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}} > 0 \quad (1-26)$$

وتكون القيمة (V_2/V_1) عند الترددات الأخرى غير التردد ω_o ذات قيمة مركبة وتوجد كذلك إزاحة في الطور بين الخرج والدخل.

نبين في الشكلين 23-1 و 24-1 تغير β وكذلك تغير الإزاحة في الطور مع تغير التردد ω وذلك بفرض أن $R_1 = R_2$ و $C_1 = C_2$. ونلاحظ أنه عندما نختار $R_1 = R_2$ و $C_1 = C_2$ ينتج لدينا:

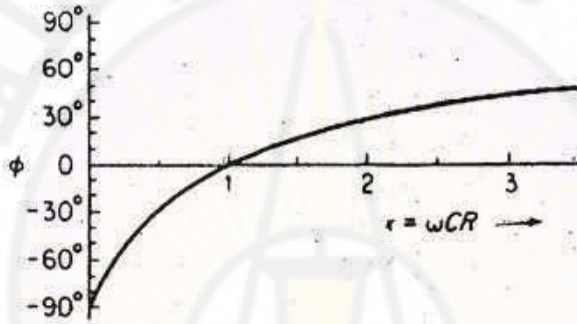


شكل 23-1 - علاقة β مع التردد

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (1-27)$$

$$\beta_0 = \frac{1}{3} \quad (1-28)$$

ويشير هذا إلى أن المكبر يجب أن يتمتع بربح يساوي على الأقل 3 من أجل أن نضمن حدوث الاهتزاز.

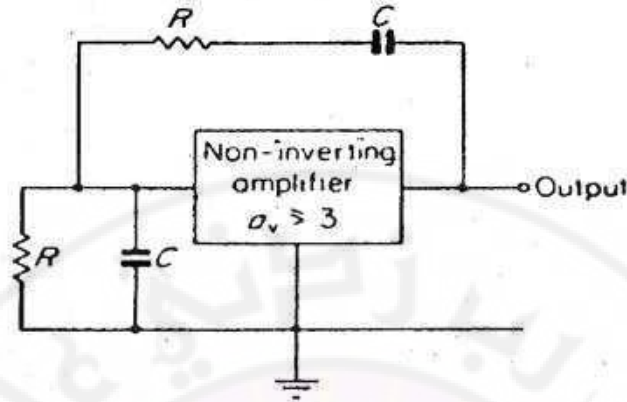


شكل 1-24- علاقة فرق الطور بين الدخل والخروج مع التردد

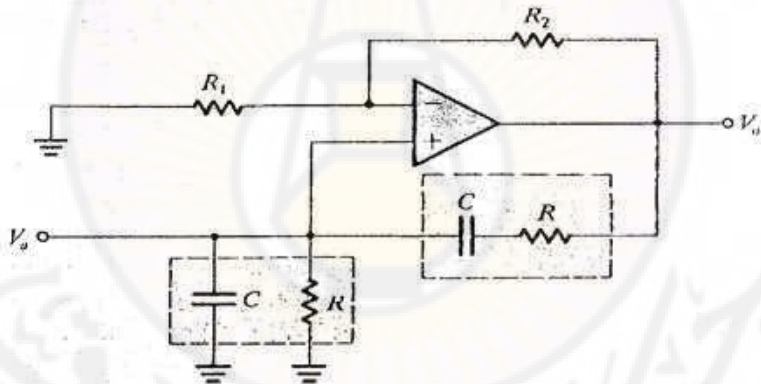
نسمي المهتز الذي يتضمن دائرة جسر Wien بالمهتز ذي جسر Wien ويبين الشكل 1-25 مخططاً صندوقياً لهذا المهتز. يمكن استخدام مكبر عمليات يوصل كمكبر غير عاكس وربح حلقة مغلقة يساوي $(1 + R_2/R_1)$ كما يبينه الشكل 1-26. ويؤدي تطبيق شرطي باركهاوزن إلى ما يلي:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad R_2 = 2R_1 \quad (1-29)$$

وحتى نضمن حدوث الاهتزاز يجب أن نختار R_2/R_1 لدائرة المكبر أكبر بقليل من 2.



شكل 1-25- مخطط صندوقي لمهتز جسر Wien

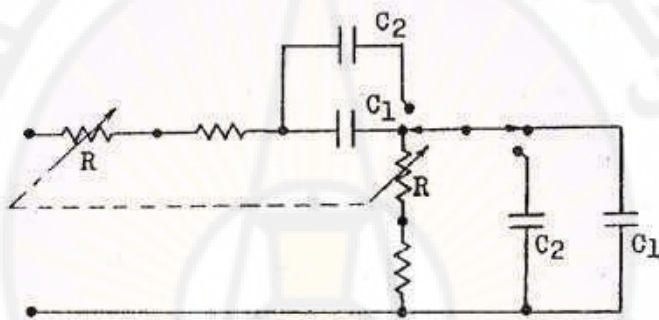


شكل 1-26- دائرة مهتز جسر Wien بمكبر عمليات

يجب أن نلاحظ بأن ممانعة مخرج المكبر في مهتز جسر Wien تعتبر جزءاً من المقاومة R_1 (المقاومة التسلسلية في دائرة الجسر)، وأن سُمّاحية (admittance) مدخل المكبر تعتبر جزءاً من المقاومة R_2 (المقاومة التفرعية في دائرة الجسر). وإذا افترضنا أنه يمكن إهمال كل من الممانعة والسُمّاحية يمكن اعتبار أن تردد اهتزاز الدارة هو المحدد في

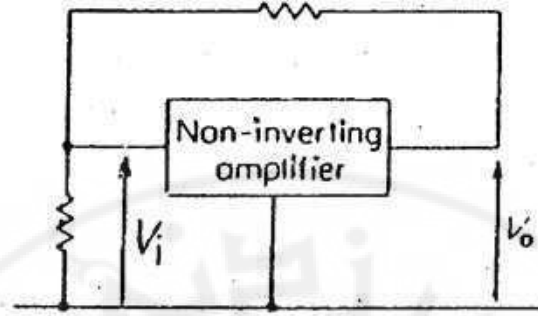
المعادلة: $(f_0 = 1/2\pi RC)$. في الحقيقة إن تردد الاهتزاز سيختلف قليلاً عن ω_0 إذا كانت الإزاحة في الطور الخاصة بالمكبر عند ω_0 لا تساوي الصفر تماماً.

إن مهتر جسر Wien ربما الأفضل من بين المهترات والأكثر شيوعاً من أجل ترددات تبلغ حتى 1 MHz. إن القيمة العظمى للتردد محدودة بما يسمى معدل الميل (Slew Rate) للمكبر. ويمكن تحقيق تغير في التردد وذلك باستعمال مقاومات متغيرة ترتبط بنفس الذراع واستعمال مكثفات قابلة للتبديل بمفتاح حسب ما يبينه الشكل 1-27.



شكل 1-27- طريقة لتغيير تردد مهتز جسر Wien

بالرجوع إلى الشكل 1-25 ومقارنته مع الشكل 1-28 الذي يبين مجزئ جهد مكون من مقاومتين. من الواضح أن هذا المجزئ يعطي إزاحة في الطور بين مخرجه ومدخله تساوي صفراً إلا أن هذا المجزئ لا يتضمن دائرة اختيار للتردد. وبفرض أن استجابة المكبر لا تعتمد على التردد فلا يوجد في دائرة مكبر يحتوي على هذا الشكل من التغذية الخلفية ما يحدد أي تردد لأي اهتزاز. وبالتالي لا تفيد دائرة المكبر هذه ذات التغذية الخلفية الموجبة وذات الإزاحة الصفرية في الحصول على أية اهتزازات جيبيه على الرغم من أن ربح الحلقة المغلقة يمكن أن يتجاوز الواحد.



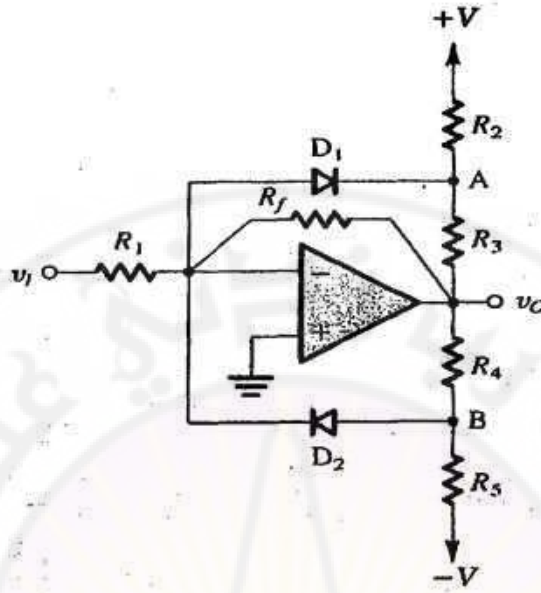
شكل 1-28- دائرة مجزئ ذي إزاحة الطور تساوي صفراً

8-1- استقرار المطال Amplitude Stabilization^[4,1]:

إن شروط الاهتزاز التي نوقشت سابقاً تضمن الاهتزاز بمفهوم رياضي. فمن المعروف أن المعاملات (parameters) لأي عنصر (ترانزستور، مقاومة، ... الخ) لا يمكن أن تبقى ثابتة مع الزمن. وبكلمات أخرى، لنفرض أننا عملنا على أن يكون: $(A\beta = 1)$ عند $(\omega = \omega_0)$ ، فبسبب تغيرات في درجة الحرارة، يمكن أن تتناقص قيمة $A\beta$ عن الواحد بقليل وستوقف الدارة عن الاهتزاز في هذه الحالة. وبالعكس، إذا تجاوزت قيمة $A\beta$ الواحد، سيتزايد مطال الاهتزازات. نحتاج من أجل ذلك إلى آلية ما للمحافظة على $A\beta$ مساوٍ إلى الواحد عند القيمة المطلوبة لمطال الخرج. يتم تحقيق هذه المهمة عن طريق دائرة للتحكم بالربح.

1-8-1- دائرة محدّد لضبط المطال^[1]:

ستتحدث عن دائرة محدّد تستخدم كثيراً لضبط مطال المهتزازات التي تعتمد على مكبر العمليات، وكذلك في تطبيقات كثيرة أخرى. يبين الشكل 1-29 دائرة المحدد، ويبين الشكل 1-30 خصائص التحويل لها.



شكل 1-29- دائرة شائعة لمحدد

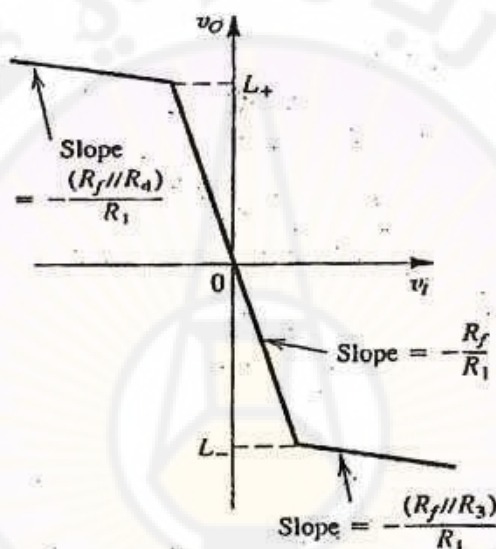
من أجل أن نرى كيف أمكن الحصول على خصائص التحويل هذه، لنفترض، أولاً، الحالة التي تكون فيها إشارة الدخل v_I صغيرة (بقرب الصفر) وجهد الخرج v_O صغير أيضاً، فيكون بالتالي v_A موجباً و v_B سالباً. يكون كلا الثنائين D_1 و D_2 ، عندئذ، بحالة فصل. وهكذا، فإن تيار الدخل (v_I/R_1) يتدفق خلال مقاومة التغذية الخلفية R_f ، ويعطى جهد الخرج كما يلي:

$$v_O = -(R_f/R_1) v_I \quad (1-30)$$

هذا هو الجزء الخططي لخصائص التحويل للمحدد المبينة في الشكل 1-30. يمكن استخدام طريقة التراكب الآن لإيجاد الجهود عند العقدتين A و B بالعلاقة مع كل من $(\pm V)$ و v_O كما يلي:

$$v_A = V \frac{R_3}{R_2 + R_3} + v_o \frac{R_2}{R_2 + R_3} \quad (1-31)$$

$$v_B = -V \frac{R_4}{R_4 + R_5} + v_o \frac{R_5}{R_4 + R_5} \quad (1-32)$$



شكل 1-30- خصائص التحويل لدائرة المحدد

عندما يأخذ v_i قيمة موجبة يصبح v_o سالباً (المعادلة 1-30)، ونرى من المعادلة (1-32) أن v_B سترداد قيمته السالبة، وهكذا يبقى D_2 بحالة فصل (off). ومن جهة أخرى، تبين المعادلة (1-31) أن v_A يصبح أقل إيجابية. وإذا تابعنا في زيادة v_i ، سيصل v_o إلى قيمة سالبة يصبح v_A عندها مساوياً إلى (-0.7 V) أو بحدود ذلك، ويصبح الثنائي D_1 موصلاً. إن قيمة الجهد v_o الذي يصبح عنده الثنائي D_1 موصلاً يمكن

إيجاده من المعادلة (1-31)، وهذا يعطي قيمة مستوى التحديد السالب الذي نرسم له بالرمز (L^-)، وبافتراض أن V_D هو جهد الثنائي الموصل، وتعطى قيمة (L^-) بالمعادلة التالية:

$$L^- = -V \frac{R_3}{R_2} - V_D \left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) \quad (1-33)$$

يمكن إيجاد قيمة (v_I) الموافقة بتقسيم (L^-) على ربح المكبر ($-R_f / R_1$). إذا ازدادت قيمة (v_I) عن هذه القيمة، ستزداد قيمة التيار الداخل في الثنائي D_1 ويبقى (v_A) عند القيمة ($-V_D$) تقريباً. وهكذا يبقى التيار المار في R_2 ثابتاً ويمر تيار الثنائي الإضافي في المقاومة R_3 . وهكذا تظهر R_3 بالفعل على التوازي مع R_f ، ويكون الربح التزايدى (بإهمال مقاومة الثنائي) هو :

$$-(R_f // R_3) / R_1 \quad (1-34)$$

ومن أجل أن نجعل ميل خصائص التحويل صغيراً في منطقة التحديد، يجب أن نختار قيمة صغيرة للمقاومة R_3 .

يمكن إيجاد خصائص التحويل من أجل (v_I) سالب بطريقة مماثلة لما سبق. ويمكن أن نجد بسهولة أنه من أجل قيمة (v_I) سالبة، يؤدي الثنائي D_2 دوراً مماثلاً للدور الذي يقوم به الثنائي D_1 من أجل قيمة (v_I) موجبة. ويمكن إيجاد مستوى التحديد الموجب (L^+) بالمعادلة التالية:

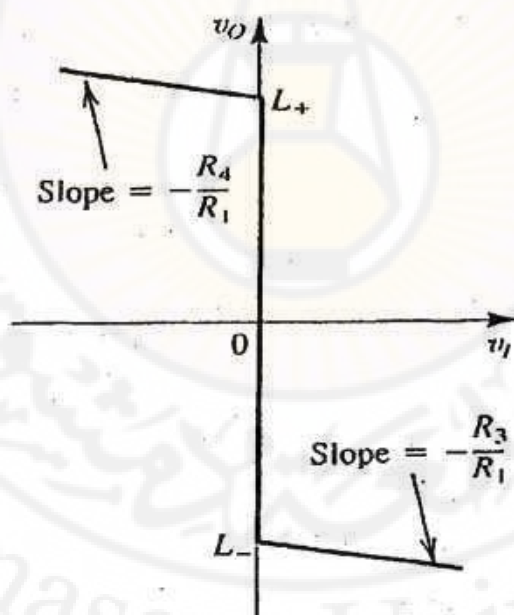
$$L^+ = -V \frac{R_4}{R_5} - V_D \left(1 + \frac{R_4}{R_5} \right) \quad (1-35)$$

ويكون ميل خصائص التحويل في منطقة التحديد الموجبة هو:

$$-(R_f // R_4) / R_1 \quad (1-36)$$

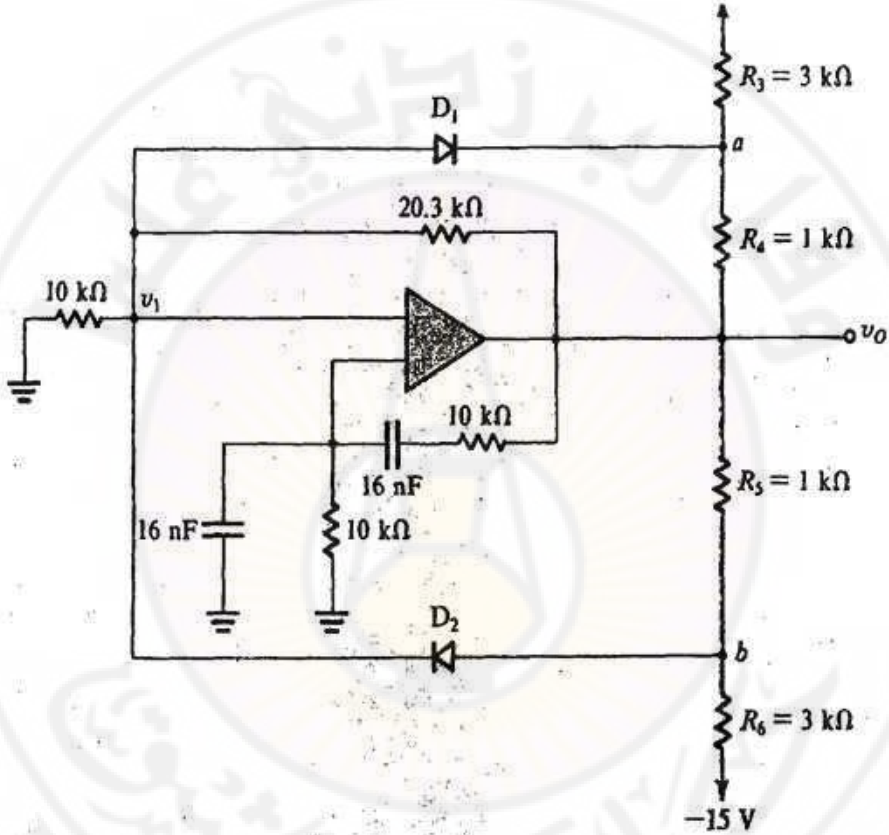
وهكذا يبدو أن الدارة المبينة في الشكل 29-1 تعمل كدارة محدّد ذي مستويي تحديد هما (L_+) و (L_-) يمكن معايرتهما بشكل مستقل عن بعضهما البعض وذلك باختيار قيم مناسبة للمقاومات.

وأخيراً نلاحظ أن ازدياد قيمة المقاومة R_f ينتج ربحاً أعلى في المنطقة الخطية بينما يبقى كلاً من (L_+) و (L_-) دون تغيير. وفي النهاية، يؤدي إلغاء المقاومة R_f إلى الحصول على خصائص التحويل المبينة في الشكل 31-1، وهذه الخصائص هي لدارة مقارن (Comparator). بمعنى أن الدارة تقارن v_I بقيمة جهد مرجعي (0 V) للمقارن. فعندما تكون $(v_I > 0)$ تصبح $(v_o \approx L_-)$ وعندما تكون $(v_I < 0)$ تصبح $(v_o \approx L_+)$.



شكل 31-1- خصائص دارة مقارن عندما تُلغى المقاومة R_f

يبين الشكل 32-1 دائرة مهتز جسر Wien ذي محدد يستخدم للتحكم بالمطال مؤلف من $(D_1, D_2, R_3, R_4, R_5, R_6)$. يعمل المحدد بالطريقة التالية:

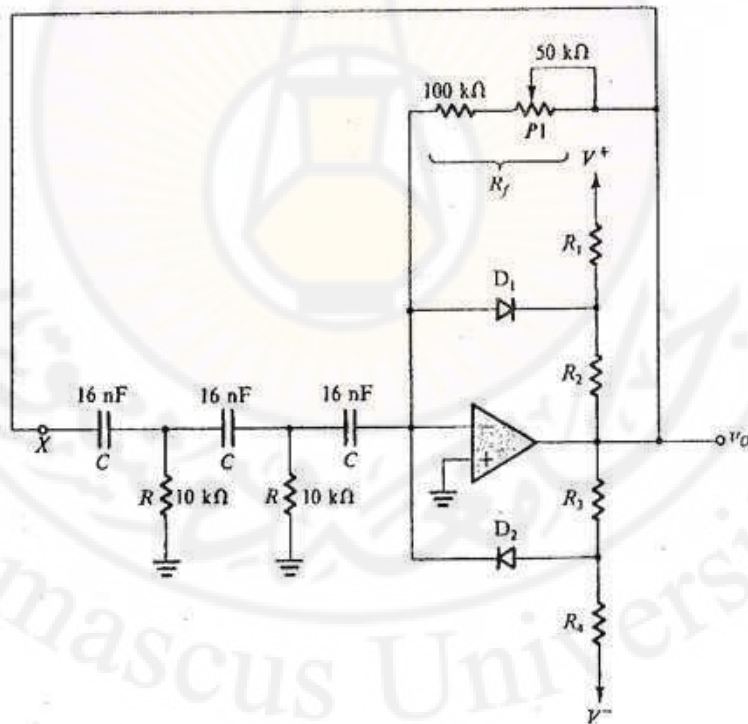


شكل 32-1- مهتز جسر Wien ذو محدد يُستخدَم للتحكم بالمطال

عند الذروة الموجبة لجهد الخرج v_o سيتجاوز الجهد عند العقدة b الجهد v_1 (الذي يبلغ بحدود $v_o/3$) ويصبح D_2 موصلاً. سيؤدي هذا إلى تثبيت الذروة الموجبة عند قيمة يحددها R_5 و R_6 ومنبع التغذية السالبة. يمكن حساب قيمة الخرج الموجب

بوضع: $(v_b = v_1 + V_{D2})$ وكتابة معادلة العقدة عند العقدة b ونهمل في أثناء ذلك التيار خلال D_2 . وبالمثل، سنثبت الذروة السالبة لجهد الخرج الموجب عند القيمة التي تسبب توصيل الثنائي D_1 . يمكن تحديد قيمة الذروة السالبة بوضع: $(v_a = v_1 - V_{D1})$ وكتابة معادلة العقدة عند العقدة a ونهمل في أثناء ذلك التيار خلال D_1 . وأخيراً، نلاحظ أنه من أجل الحصول على موجة جيبية متناظرة نختار R_3 مساوية إلى R_4 و R_6 مساوية إلى R_5 .

ويبين الشكل 33-1 مهتز إزاحة في الطور يستخدم دائرة محدّد تتألف من الثنائيين D_1 و D_2 والمقاومات R_1, R_2, R_3, R_4 من أجل تثبيت المطال.



شكل 33-1- دائرة مهتز إزاحة في الطور ذات محدّد من أجل تثبيت المطال

1-8-2- ضبط المطال باستخدام مقاومة حرارية^[4]:

هناك دارات أخرى لضبط المطال لمهتز جسر Wien. لنفترض دائرة مهتز جسر Wien المبينة في الشكل 1-26 ولندخل تعديلاً عليها من أجل تثبيت المطال أمام أية تغيرات قد تطرأ على خصائص العناصر (ترانزستور، مقاومة،... الخ). يتضمن أحد هذه التعديلات استبدال المقاومة R_1 بمقاومة حرارية (ثيرمستور) من نوع (PTC).

يتحدد مطال الاهتزاز بمدى بقاء ربح الحلقة أكبر من الواحد. إذا ازداد جهد الخرج V_o (لأي سبب كان) فإن التيار المار في المقاومة R_1 يتزايد ويتناقص بالتالي الربح A . إن آلية التنظيم التي يسببها الثيرمستور تعمل بتغيير الربح A آلياً فتبقى نسبة الرجوع (Return Ratio) أكثر ثباتاً.

تحدد درجة حرارة R_1 بالقيمة الفعالة (rms) للتيار الذي يمر فيها. فإذا تغيرت القيمة الفعالة للتيار فإن درجة حرارة الثيرمستور ستتغير، إلا أن هذا التغير بطيء عادة. وبسبب هذا التباطؤ الحراري لاستجابة الثيرمستور فإن مقاومته خلال دورة واحدة تُعدُّ ثابتة تقريباً. لذلك عند أي مطال ثابت للاهتزاز يتصرف الثيرمستور تماماً كمقاومة خطية طبيعية.

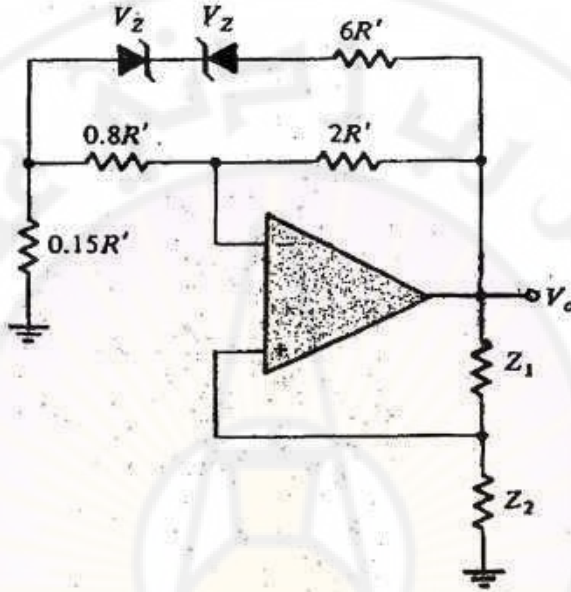
1-8-3- ضبط المطال باستخدام ثنائيات زينير^[4]:

وهناك طريقة أخرى لتثبيت المطال مبينة في دائرة الشكل 1-34. في البدء، يكون كلا ثنائي زينير غير موصلين، ويكون ربح الحلقة هو:

$$1/3 (1 + R_1/R_2) = 1/3 [1 + 2 \dot{R} (0.15 \dot{R} + 0.8 \dot{R})] = 1.04 > 1$$

وبالتالي، فإن الاهتزازات تبدأ. وحيث إن ربح الحلقة يتجاوز الواحد. فإن مطال هذه الاهتزازات يتزايد إلى أن تتجاوز الذروات جهد زينير (V_Z) للثنائي. وعندما

يحدث هذا، يظهر تأثير مقاومة التوازي ($6R'$) الذي يخفض الربح ويحد المطال إلى قيمة تساوي V_Z تقريباً. يمكن إنقاص التشوه (Distortion) إلى ما يعادل 0.5 % في هذه الدارة.



شكل 1-34- تستعمل ثنائيات زينر للتحكم الآلي بربح المهتز، وبالعالي تثبيت مطال الإشارة الجيبية

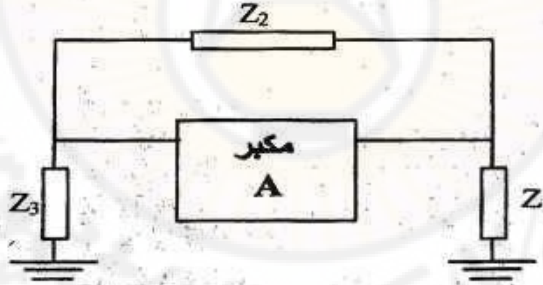
9-1- المهتزازات ذات التردد الراديوي:

1-9-1- المهتزازات ذات دارات الرنين L-C:

إن توليد ترددات من مرتبة (100 kHz) وحتى بضع مئات من الميغا هيرتز يعتمد بشكل أساسي على مهتزازات تتألف من عنصر فعال مثل ترانزستور BJT أو

FET ومن شبكة تغذية عكسية. تتألف شبكة التغذية العكسية من ملفات ومكثفات ويتحدد تردد الاهتزاز للمهتر بتردد الرنين لشبكة التغذية العكسية. تُعدُّ خلية الممانعات من الشكل π الأكثر استخداماً في تصميم مهترات التردد الراديوي. ومن أجل تحديد شروط الاهتزاز لهذه الدارات سوف نأخذ بشكل عام حالة المهتر المؤلف من مكبر ذي ربح A ومن شبكة تغذية عكسية من الشكل π والمؤلفة من عناصر $(L-C)$ كما سوف نفترض أن مفايد الاستطاعة في هذه العناصر مهمة وذلك من أجل تسهيل الحسابات.

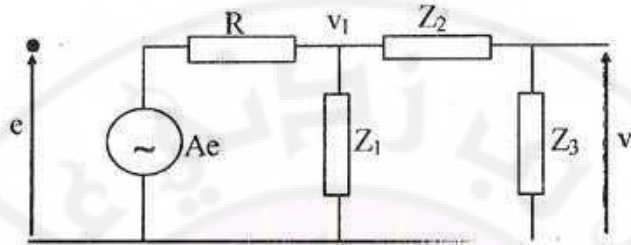
يمثل الشكل 35-1 المخطط الصندوقي لهذه المهترات. يسلك المكبر في بعض هذه الدارات سلوك منبع للجهد Ae بمقاومة دخل R ، محكوم بجهد مقداره e . وسوف نفترض أن ممانعة دخل المكبر لانهائية. وانطلاقاً من ذلك يمكن رسم الدارة المكافئة للمهترات الراديوية كما هو موضح بالشكل 36-1.



شكل 35-1- المخطط الصندوقي لدارات المهترات الراديوية

ومن أجل حساب تابع تحويل الحلقة المغلقة للدارة السابقة حسب ما يبينه الشكل 35-1 سوف نحسب تابع الحلقة المفتوحة لنفس الدارة على افتراض أن مقاومة الدخل للمكبر لانهائية ومن ثم نضع $|v|=|e|$ وكل من v و e لهما نفس الطور أي:

$$\sum \phi = 0 \quad \text{و} \quad \beta.A \geq 1$$



شكل 1-36- الدارة المكافئة للمهتزات الراديوية

يُعطى تابع تحويل الحلقة المفتوحة بالعلاقة:

$$\frac{v}{e} = \frac{v}{v_1} \cdot \frac{v_1}{e} \quad (1-37)$$

$$\frac{v}{v_1} = \frac{Z_3}{Z_3 + Z_2} \quad (1-38)$$

$$\frac{v_1}{Ae} = \frac{Z_{eq}}{R + Z_{eq}} \quad (1-39)$$

$$Z_{eq} = Z_1 // (Z_2 + Z_3) = \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \quad (1-40)$$

$$G = \frac{v}{e} = \frac{AZ_{eq}}{R + Z_{eq}} \cdot \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} = \frac{A.Z_1.Z_3}{Z_1(Z_2 + Z_3) + R(Z_1 + Z_2 + Z_3)} \quad (1-41)$$

وبما أن جميع هذه الممانعات هي من النوع التخييلي (إما مكثفات أو ملفات) ينتج لدينا أن كلا التركيبين التاليين : $[Z_1(Z_2 + Z_3) = \beta]$ و $[Z_1 Z_3 = \alpha]$ هما حقيقيان، وبالمقابل فإن التركيب $[(Z_1 + Z_2 + Z_3) = j\gamma]$ هو تركيب تخيلي. ويمكن كتابة النتيجة السابقة كما يلي:

$$G = \frac{A\alpha}{\beta + j\gamma} \quad (1-42)$$

وبما أنه من أجل تحقيق الاهتزاز يجب أن يكون G حقيقياً و $(G \geq 1)$ إذاً يكون لدينا:

$$G = \frac{A\alpha}{\beta + j\gamma} \geq 1 \quad (1-43)$$

وبالتالي فإن:

$$Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0 \quad (1-44)$$

$$\frac{A.Z_3}{Z_2 + Z_3} \geq 1 \quad (1-45)$$

وأخيراً يمكن مكافأة العنصر الفعال في دارات المهترات كمنبع للتيار عندها يتم تكرار الاستنتاجات السابقة آخذين بالحسبان في هذه الحالة المقاومة التفرعية لمنبع التيار.

1-1-9-1- الأنواع الأساسية للمهتزازات الراديوية:

يمكن تصنيف ثلاثة أنواع رئيسية للمهتزازات الراديوية وذلك تبعاً لترتيب العناصر غير الفعالة المشكلة لشبكة التغذية الخلفية من النوع π و هي:

1- مهتر كولبيتس (Colpitts Oscillator): عندما يكون Z_2 عبارة عن ملف وكل من Z_1, Z_3 عبارة عن مكثفات.

2- مهتر هارتلي (Hartley Oscillator): عندما يكون Z_2 عبارة عن مكثف و Z_1, Z_3 عبارة عن ملفات.

3- مهتر كلاب (Clapp Oscillator): نحصل عليه بإدخال تعديل على دائرة كولبيتس يتمثل بإضافة مكثف على التسلسل مع الملف Z_2 .

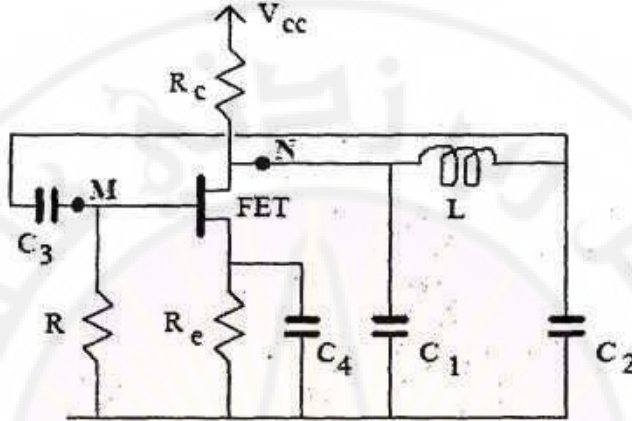
مما الخيارات الممكنة لاختيار العنصر الفعال فيمكن أن يكون مكبراً ترانزستورياً من النوع (BJT) أو (FET).

سنحاول فيما يلي شرح هذه الأنواع الثلاثة من المهتزازات مستخدمين الترانزيستور FET كعنصر فعال في هذه الدارات. كما سنستعرض في النهاية دارات المهتزازات السابقة باستخدام الترانزيستور BJT.

1-1-9-2- مهتر كولبيتس:

يبين الشكل 1-37 دائرة مهتر كولبيتس باستخدام الترانزيستور FET كعنصر فعال. في هذه الدارة، تساهم المقاومات (R_b, R_c, R_e) في تأمين الانحياز المناسب

للترانزستور FET، ويُعدُّ المكثف C_3 مكثف ربط والمكثف C_4 مكثف تمرير. تتكون شبكة تحديد التردد من الملف L و المكثفتين C_1, C_2 .

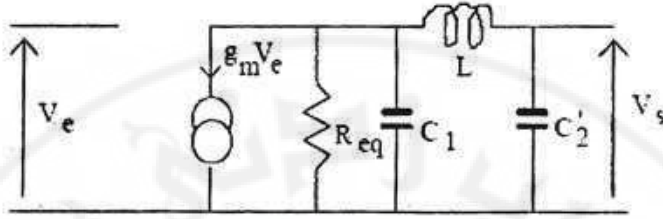


شكل 1-37- مهتر كولبيتس بترانزستور FET

يتم استنتاج ربح الحلقة المفتوحة وعلاقة تردد الاهتزاز الناتج من خلال الدارة المكافئة للمهتر الميئة بالشكل 1-38 آخذين بالحسبان أن الضياعات في العناصر المشكلة لشبكة تحديد التردد مهمة.

تكافئ المقاومة R_{eq} في الدارة المكافئة المقاومة R_e على التفرع مع مقاومة الخرج للترانزستور FET، كما تم إهمال المقاومة R على اعتبار أن قيمتها أكبر بكثير من ممانعة المكثف C_2 المربوط على التفرع مع هذه المقاومة، أما ممانعة دخل الترانزستور FET والتي تعتبر سعوية بشكل أساسي فقد تم إضافتها إلى المكثف C_2 لتشكلاً معاً المكثف C'_2 أي: $(C'_2 = C_2 + C_e)$. وباتباع الخطوات السابقة يمكن استنتاج تابع التحويل للمهتر، وحيث إن:

$$G(\omega) = \frac{V_s}{V_e}$$



شكل 1-38- الدارة المكافئة لمهتز كوليبتس بترانزستور FET

فينتج:

$$G(\omega) = \frac{-g_m R_{eq}}{(-LC'_2 \omega^2 + 1) + jR_{eq}[(C_1 + C'_2)\omega - LC_1 C'_2 \omega^3]} \quad (1-46)$$

ومن أجل الحصول على تردد الاهتزاز نضع الجزء التخيلي في المعادلة السابقة مساوياً للصفر:

$$R_{eq}[(C_1 + C'_2)\omega - LC_1 C'_2 \omega^3] - 0 \quad (1-47)$$

$$\Rightarrow \omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C'_2}{C_1 + C'_2}}} \quad (1-42)$$

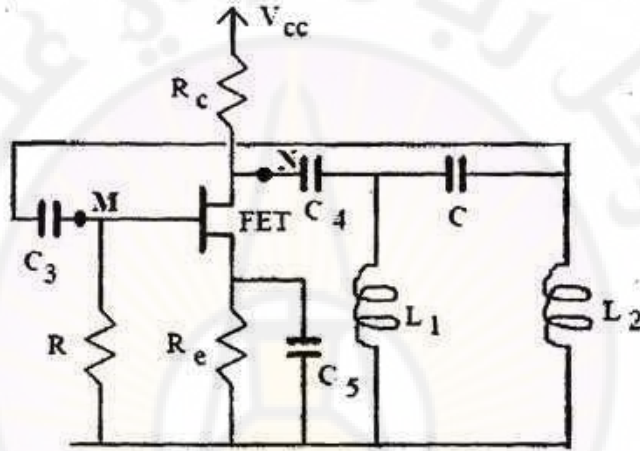
ومن أجل الحصول على الربح المناسب للمكبر FET نعوض القيمة السابقة للتردد بتابع التحويل:

$$\frac{g_m R_{eq} C_1}{C'_{21}} \geq 1$$

(1-49)

3-1-9-1- مهتر هارتلي:

يمثل الشكل 39-1 دائرة مهتر هارتلي حيث يبدو أنه مماثل لمهتر كولبيتس مع تبديل المكثفين C_1, C_2 بالملفين L_1, L_2 والملف L بالمكثف C .



شكل 39-1- دائرة مهتر هارتلي بترانزستور FET

وبرسم الدائرة المكافئة يمكن استنتاج تابع تحويل الحلقة المفتوحة (المعادلة 50-1) :

$$= \frac{-g_m}{\left(C_e \omega - \frac{1}{L_2 \omega}\right) \left\{ R_{eq} \left[\frac{1}{C \omega} + \frac{1}{C_e \omega - \frac{1}{L_2 \omega}} \right] + j \left[1 - \frac{1}{L_1 \omega} \left(\frac{1}{C \omega} + \frac{1}{C_e \omega - \frac{1}{L_2 \omega}} \right) \right] \right\}}$$

و بفرض أن:

$$\frac{1}{C_e \omega} \gg L_2 \omega$$

وبوضع الجزء التخيلي في المعادلة السابقة مساوياً للصفر نستنتج تردد الاهتزاز:

$$\omega_{osc} \approx \frac{1}{\sqrt{C(L_1 + L_2)}} \quad (1-51)$$

ومن أجل الحصول على الربح المناسب للمكبر FET نعوض القيمة السابقة للتردد بتابع التحويل:

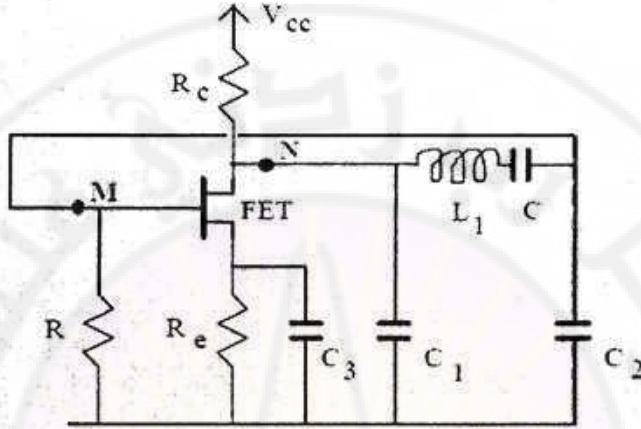
$$\frac{g_m R_{eq} L_2}{L_1} \geq 1 \quad (1-52)$$

4-1-9-1 - مهتر كلاب Clapp:

يُعدُّ مهتر Clapp نسخة مطورة عن مهتر كولبيتس و فيه تم استبدال الملف L في الفرع الأفقي من شبكة التغذية الخلفية ذو الشكل π لمهتر كولبيتس بملف L_1 على التسلسل مع مكثف C وذلك كما هو موضح بالشكل 1-40.

يقدم مهتر Clapp خصائص أفضل من تلك التي يقدمها مهتر كولبيتس من ناحية الاستقرار في تردد الاهتزاز ضد الانزياح في الطور $\left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega_{osc}}$ الذي يقدمه المكبر والذي يمكن أن يحدث لسبب ما. يمكن توضيح هذه الفكرة من الناحية العملية بأخذ مهترين الأول من النوع Clapp والثاني من نوع كولبيتس يستخدمان نفس العنصر الفعال (ترانزستور FET) وكلاهما يولد تردد مقداره (27.037 MHz). تشير النتائج

الحسابية التي تم استنتاجها على أساس مكافأة الترانزيستور بمنبع للجهد ومقاومة تسلسلية على ما يلي:



شكل 40-1- دائرة مهتز Clapp بترانزيستور FET

- انزياح الطور لمهتز كولبتس: $\left| \frac{d\phi}{df} \right|_{27.037MHz} = 1.429 \times 10^{-5} \text{ rd/Hz}$

- انزياح الطور لمهتز Clapp: $\left| \frac{d\phi}{df} \right|_{27.037MHz} = 5.953 \times 10^{-5} \text{ rd/Hz}$

وقد تم حساب النتيجة السابقتين بإهمال الضياعات في كلا المهتزتين، و عند أخذ الضياعات بالحسبان تصبح النتائج على النحو التالي:

$$\left| \frac{d\phi}{df} \right|_{27.037 \text{ MHz}} = 3.928 \times 10^{-6} \text{ rd / Hz} \quad \text{- انزياح الطور لمهتز كولبيتس:}$$

$$\left| \frac{d\phi}{df} \right|_{27.037 \text{ MHz}} = 1.629 \times 10^{-5} \text{ rd / Hz} \quad \text{- انزياح الطور لمهتز Clapp:}$$

توضح هذه النتائج أن تغيراً في فرق الطور المقدم من قبل المكبر مقداره درجة واحدة يسبب انزياحاً في التردد مقداره (4441 Hz) بالنسبة لمهتز كولبيتس، بينما يبدو أن تغيراً مماثلاً في فرق الطور المقدم من قبل المكبر في مهتز Clapp يسبب انزياحاً في التردد مقداره (1070 Hz) وذلك عند أخذ الضياعات في المهتزتين بالحسبان.

ومن أجل إيجاد تردد الاهتزاز لمهتز Clapp ليس من الضروري تكرار العمليات الحسابية التي سبق اتباعها لاستنتاج تردد الاهتزاز لمهتز كولبيتس، إذ يكفي في هذا المجال مكافأة الملف L في مهتز كولبيتس بملف L_1 على التسلسل مع مكثف C ، بمعنى آخر يمكن كتابة العلاقة التالية:

$$L\omega_{osc} = L_1\omega_{osc} - \frac{1}{C\omega_{osc}} \Rightarrow L = L_1 - \frac{1}{C\omega_{osc}^2} \quad (1-53)$$

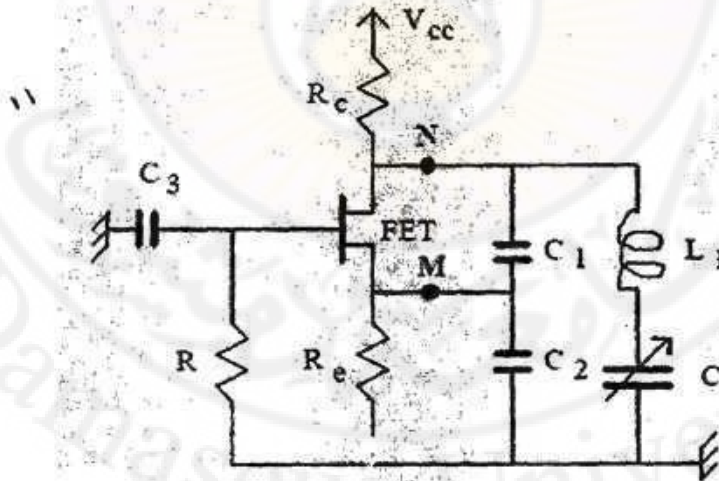
وباستبدال القيمة L في العلاقة 1-47 بما يساويها في العلاقة 1-53 ينتج أن تردد الاهتزاز لمهتز Clapp يُعطى بالعلاقة التالية:

$$\omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{L_1 \left(\frac{1}{\frac{C_1 C'_2}{C_1 + C'_2}} + \frac{1}{C} \right)}} = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_{eq}}} \quad (1-54)$$

حيث:

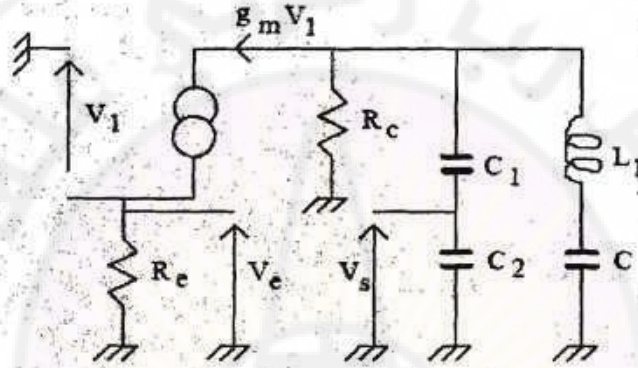
$$(C'_2 = C_2 + C_e) \quad \& \quad \left(\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C'_2} + \frac{1}{C} \right)$$

هناك ميزة إضافية يمكن استغلالها من مهتر Clapp، تلخص بإمكانية استخدام هذه الدارة للحصول على مهتر متغير التردد. من أجل تحقيق ذلك يكفي أن نعدل الدارة المبينة بالشكل 40-1 بحيث نصل أحد أقطاب المكثف C إلى نقطة الأرض كما هو موضح بالشكل 41-1.



شكل 41-1 - مهتر Clapp متغير التردد

يبين الشكل 1-41 تشكيلة البوابة المشتركة للترانزستور FET حيث تم استخدام المكثف C_3 كمكثف ربط. لإيجاد تابع الحلقة المفتوحة لهذه الدارة يجب وضع المكثف C_2 على التفرع مع الممانعة المنظورة من على يسار النقطة M. تُعطى قيمة هذه الممانعة تبعاً للدائرة المكافئة المبينة بالشكل 1-42 بالعلاقة $[R_e // (1/g_m)]$ عند تردد الرنين ω_{osc} .



شكل 1-42- الدارة المكافئة لمهتز Clapp متغير التردد

بفرض أن $[1/C_2 \omega_{osc} \ll R_e // (1/g_m)]$ تصبح العمليات الحسابية أكثر سهولة. والجدير ملاحظته في هذا المجال أن تابع تحويل الحلقة المفتوحة (V_e/V_s) سيأخذ قيمة حقيقية عندما تكون الحلقة المغلقة التي تحتوي على العناصر التالية (C, L_1, C_1, C_2) في حالة رنين وبمعنى آخر عندما تصبح ممانعة هذه الحلقة لانهائية. في هذه الحالة يمكن استنتاج تردد الرنين ω_{osc} كما يلي:

$$\frac{1}{\frac{1}{jC_1 \omega_{osc}} + \frac{1}{jC_2 \omega_{osc}}} + \frac{1}{jL_1 \omega_{osc} + \frac{1}{jC \omega_{osc}}} = 0 \quad (1-55)$$

$$\Rightarrow \omega_{osc} = \sqrt{\frac{1}{L_1} \left(\frac{1}{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} + \frac{1}{C} \right)} \quad (1-56)$$

وهي نتيجة مماثلة لما حصلنا عليه في المعادلة 1-54.

وينتج من شرط المطال ما يلي:

$$\left. \frac{V_s}{V_e} \right|_{\omega_{osc}} = g_m R_c \frac{C_1}{C_1 + C_2} \geq 1 \quad (1-57)$$

يوجد طريقة أخرى يمكن من خلالها تحقيق مهتز Clapp متغير التردد وذلك باستبدال المكثف C في الشكل 1-41 بشنائي متغير السعة. تتغير سعة الشنائي بتغير الجهد العكسي المطبق عليه وتكون قيمة السعة الناتجة متناسبة عكساً مع الجذر التربيعي لجهد الانحياز العكسي V_{pol} المطبق عليه أي:

$$C_{diode} \propto \frac{1}{\sqrt{(V_{pol} + V_{bi})}} \quad (1-58)$$

حيث V_{bi} هو كمون الانتشار للشنائي.

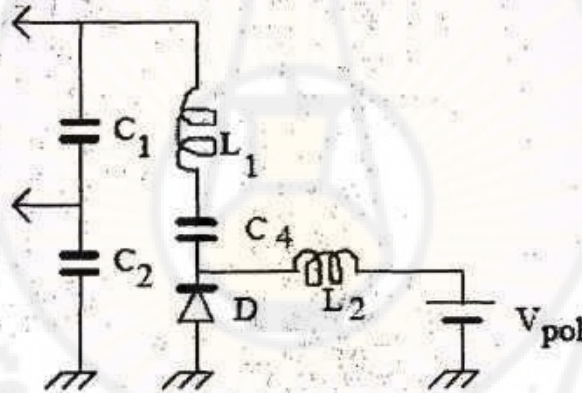
يتطلب تأمين الانحياز المناسب للشنائي بعض الاحتياطات الضرورية لعدم المساس باستقرار الانحياز للترانزيستور FET من ناحية وباستقرار التردد ω_{osc} من ناحية ثانية. يبين الشكل 1-43 كيفية تأمين هذا الانحياز الذي يمكن توضيحه كما يلي:

من أجل المحافظة على استقرار الترانزيستور FET بالنسبة للجهد V_{pol} يتم إضافة مكثف الربط C_4 والتي تحدد قيمته بحيث يكون:

$$\frac{1}{C_4 \omega_{osc}} \ll \frac{1}{C_{diode} \omega_{osc}} \Rightarrow C_4 \gg C_{diode} \quad (1-59)$$

كما يتم إضافة الملف L_2 بغية عدم تأثير تردد الاهتزاز بالجهد V_{pol} حيث تُحدد قيمة الملف L_2 من العلاقة التالية:

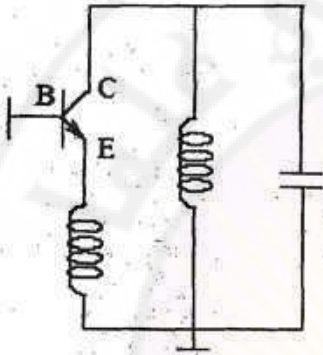
$$L_2 \omega_{osc} \gg \frac{1}{C_{diode} \omega_{osc}}$$



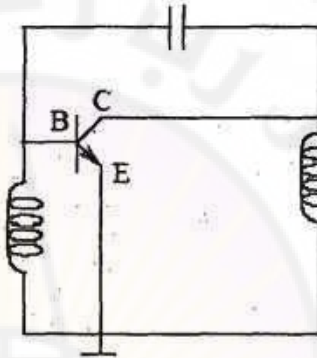
شكل 1-43- دائرة المحياز الثاني متغير السعة

تعرفنا فيما سبق وبالتفصيل على دارات التردد الراديوي مستخدمين بشكل أساسي الترانزيستور **FET** كعنصر فعال. سنورد فيما يلي أشكال دارات هذه المهتزازات باستخدام الترانزيستور **BJT** كعنصر فعال.

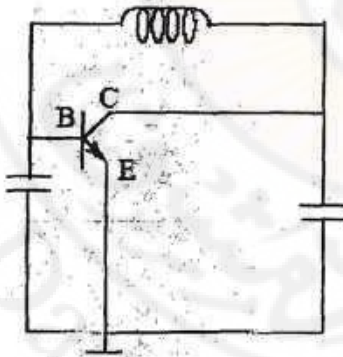
يبين الشكل 44-1 التركيب العام لمثل هذه الدارات حيث يبين هذا التركيب بشكل أساسي كيفية توضع شبكة تحديد التردد بالنسبة للعنصر الفعال دون أن نأخذ بالحسبان في هذه الأشكال دائرة الانحياز للعنصر الفعال.



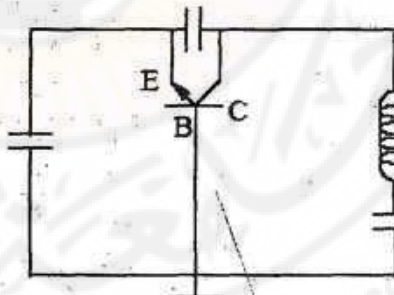
مهتز من النوع Armstrong



مهتز من النوع Hartley



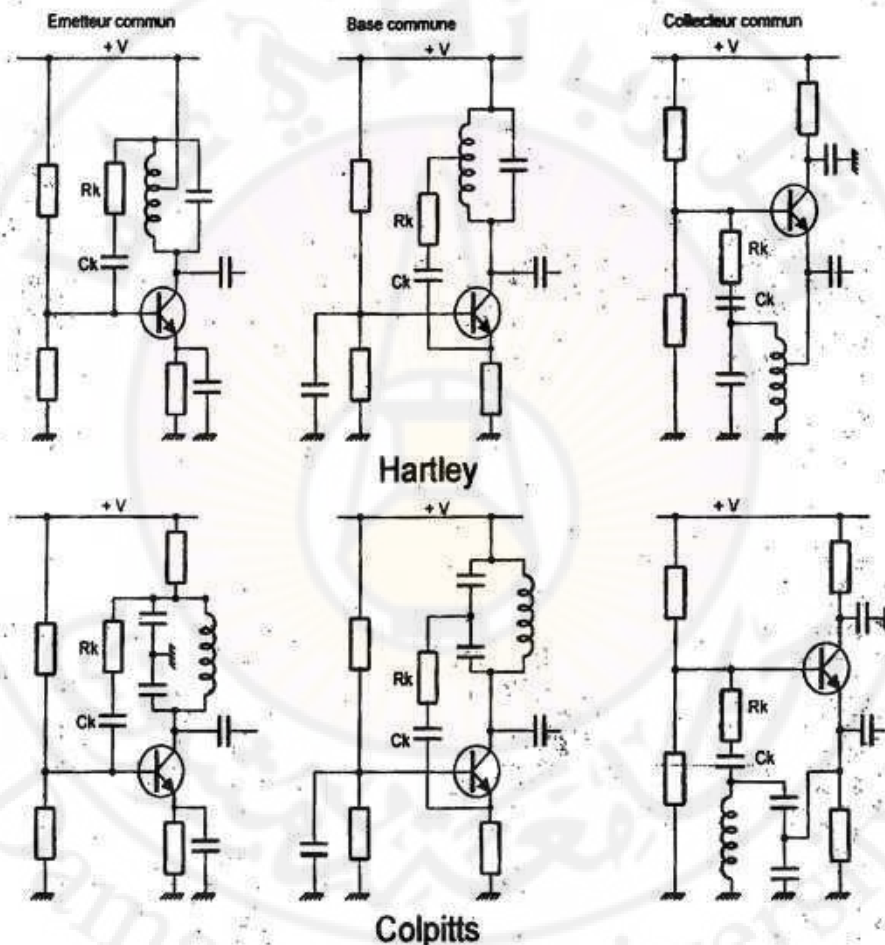
مهتز من النوع Colpitts



مهتز من النوع Clapp

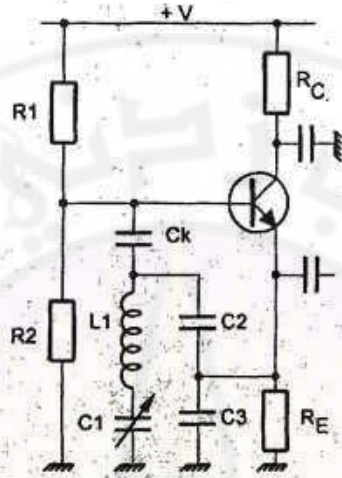
شكل 44-1 - بعض المهتزازات بترانسستورات BJT

يبين الشكل 45-1 مهتزي هارتلي وكولبيتس باستخدام ترانزستورات BJT وذلك من أجل التشكيلات المختلفة للعنصر الفعال (قاعدة مشتركة، باعث مشترك، مجمع مشترك) آخذين بالحسبان دائرة الانحياز للعنصر الفعال.

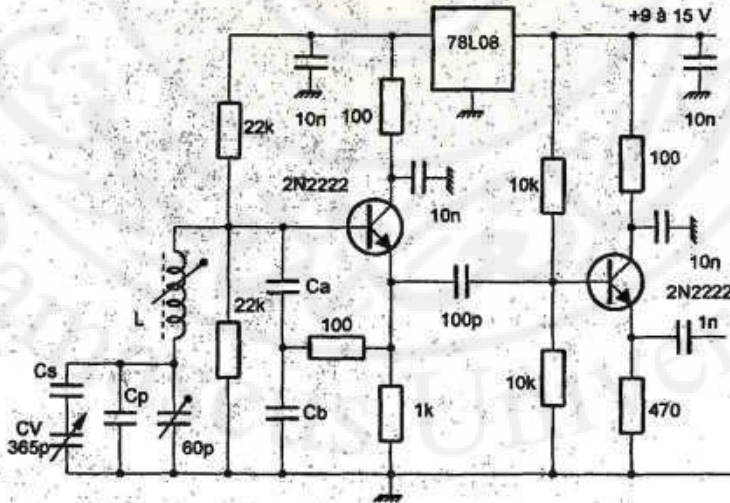


شكل 45-1- مهتزا هارتلي كولبيتس بترانزستورات BJT

كما يبين الشكل 46-1 دائرة مهتز Clapp ذي التردد المتغير حيث يتم تحديد التردد من خلال الملف L_1 والمكثف C_1 الذي نصل أحد أطرافه إلى الأرض.



شكل 46-1 - مهتز Clapp متغير التردد بترانزستور BJT



شكل 47-1 - دائرة عملية لمهتز Clapp بترانزستور BJT

يتم تحديد شروط الاهتزاز، في جميع التشكيلات السابقة، بتطبيق المعادلتين 1-44 و 1-45. تُعدُّ الدارة في الشكل 1-47 إحدى الدارات العملية لمهتز Clapp ذي التردد المتغير. ونستطيع من خلال هذه الدارة توليد طيف من الترددات المحصورة بين قيمتين دنيا، نحدد من قبل المكثف C_s ، وعليا نحدد من قبل المكثف C_p .

1-9-1-5- اعتبارات في دارة الرنين:

إن لدارة الرنين ثلاثة متغيرات أساسية وهي: التردد الطبيعي والاختيارية وممانعة الخواص Z_0 . تقوم دارة الرنين بتحقيق ما يلي:

- 1- تحدد تردد الاهتزاز.
- 2- تُعدُّ شبكة التغذية العكسية.
- 3- تحدد ثبات التردد.
- 4- تُعدُّ جزءاً من دارة الاقتران والربط مع الحمل.
- 5- تؤثر على خرج الضجيج للمهتز.
- 6- تُعدُّ عاملاً أساسياً لتحديد مردود الدارة.

يجب، عند تصميم المهتز ومن أجل تصميم جيد، أن نقلل للدرجة الإهمال من تأثير المكونات التحريضية التي تحيط بدارة الرنين حتى لا يتأثر بذلك تردد الرنين الذي تحدده عناصر الدارة (LC).

إن ثبات التردد يحدده بشكل أساسي عامل الجودة Q_L لدارة الرنين. والسبب في هذا أن الإنزياح الترددي المطلوب ليؤمن تصحيحاً في الطور للوصول إلى (360°) درجة انزياح في الطور عن طريق حلقة التغذية العكسية يتناسب عكسياً مع عامل الجودة Q في حالة الحمل.

إن الوصول إلى ثبات التردد هو الأمر الأكثر صعوبة. والوصول إلى ثبات التردد يعني ضمناً الاطمئنان على المتطلبات الأخرى مثل ثبات Q وثبات ممانعة الخواص Z_0

حيث تتأثر هذه المحددات (f_0, Q, Z_0) بالموثرات المحيطة بدارة الرنين. يمكن أن تستعمل المهتزات ذات دارة الرنين (LC) في مجالي الترددات الراديوية والمنخفضة أيضاً، إلا أنه قد لا يستحسن استعمالها في مولدات الترددات المنخفضة بسبب الحاجة إلى قيم كبيرة وأحجام كبيرة من الملفات والمكثفات.

يفضل غالباً استعمال مهتز كولبيتس في الترددات العالية حيث قد يصعب في هذه الحالة بالنسبة لمهتز هارتلي الحصول على ترابط جيد بين أجزاء المحول ذي النقطة المركزية.

1-9-1-6- إجراءات في تصميم المهتز^[6]:

إن الإجراءات في تصميم مهتز ترانزستوري هي أن يعامل الترانزستور على أساس أنه عنصر خطي علماً بأن استمرارية الاهتزاز الذاتي تشير إلى وجود تشغيل لخطي، لذا فإن حسابات التصميم الأولية تعطي قيماً تقريبية فقط للعناصر ولا بد من تعيير هذه العناصر عملياً في التصميم النهائي.

وحيث إن أسلوب التصميم يجب أن يكيف بحسب مواصفات المهتز منفرداً فليس هناك من أسلوب محدد يمكن أن يفرض سوى الخطوات العامة في التصميم ونذكرها كما يلي:

- اختر ترانزستوراً قادراً على أن يقدم الربح الكافي واستطاعة الخرج المطلوبة عند تردد العمل اعتماداً على المعطيات الخاصة بالترانزستور.
- اختر شكل الدارة المستعملة اعتماداً على طبيعة استخدامها.
- صمم دارة التيار المستمر لانحياز الترانزستور ولتأمين الاستقرار المطلوبة.
- صمم دارة اختيار التردد اعتماداً على قوانين التردد. وقم بالمعايير الضرورية في دارة التغذية العكسية وفي دارة الانحياز للحصول على أفضل مردود.

- استعمل مكثفات تعيير دقيقة (Trimmers) من أجل المعايرة النهائية لتردد المهتز في دارات LC.

مقال:

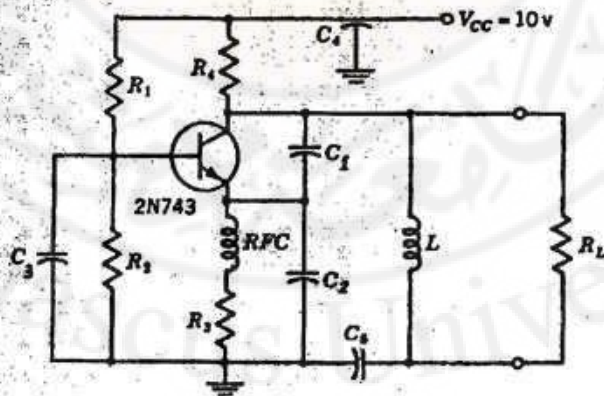
المطلوب تصميم دائرة مهتز منخفض القدرة بترانزستور BJT يقدم موجة جيبية وفق المعطيات التالية وذلك عند جهد تغذية ($V_{cc} = 10\text{ V}$):

$$f_0 = 90\text{ MHz}$$

$$V_o = 2 V_{rms} / 1000\ \Omega, \text{ Load}$$

نختار ترانزستوراً وليكن (2N 743) بحيث يؤمن الجهد والقدرة المطلوبين. يتمتع هذا الترانزستور بتردد f_t يساوي تقريباً ثلاثة أضعاف التردد المطلوب f_0 وذلك عند نقطة عمل ($5\text{ V} / 5\text{ mA}$).

نختار طريقة كولبيتس من أجل هذا المجال من التردد حيث لا تتأثر قيم التحريض والسعة لدارة الرنين تقريباً بتغيرات ثوابت الترانزستور. يبين الشكل 48-1 هذه الدارة.



شكل 48-1 - دائرة مهتز كولبيتس

يتم حساب قيم عناصر التيار المستمر كما يلي:
ليكن الهبوط في الجهد على طرفي R_3 مساوياً إلى $(2.5 V)$:

$$R_3 = 2.5 / 5 \cdot 10^{-3} = 500 \Omega$$

وليكن التيار المار في المقاومة R_2 مساوياً إلى $(5 mA)$ فتحسب قيمة R_2
عندئذ كما يلي:

$$R_2 = 3.1 V / 5 mA = 620 \Omega$$

وتكون قيمة (V_{R1}) :

$$V_{R1} = 10 - 3.1 = 6.9 V$$

وبفرض أن $(I_B = 0.4 mA)$ تكون R_1 :

$$R_1 = 6.9 V / 5.4 mA = 1300 \Omega$$

وسيكون الجهد على طرفي R_4 محدود $(2.5 V)$ وتكون قيمة R_4 :

$$R_4 = 2.5 V / 4.5 mA = 550 \Omega$$

يتم تصميم دائرة التيار المتناوب كما يلي:

تُورُض القاعدة بواسطة المكثف C_3 وتحسب سعة المكثف بحيث يُفترض أن ممانعته صغيرة جداً أمام المقاومة R_2 ولنكن $(X_C = 5 \Omega)$ ، فتكون قيمة C_3 مساوية إلى $(300 pF)$. يجب أن تكون أسلاك ربط المكثف أقصر ما يمكن وبحيث لا يزيد مجموع طولها عن واحد سنتيمتر حتى نتجنب إمكانية حدوث تردد رنين ذاتي مجاور للتردد $(90 MHz)$. تعطى قيم مناسبة كبيرة للمكثفين C_4 و C_5 .
وتحسب قيمة تردد الرنين من المعادلة التالية:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

وحيث إن معادلة تردد الرنين للدائرة تحتوي على عدة قيم مجهولة وهي (L, C_1, C_2) فلا بد إذن من تقدير قيمتي كل من C_1 و C_2 كي يمكن أن نستنتج بالتالي قيمة L المناسبة مع الأخذ بالحسبان تحقيق شرط إطلاق الاهتزاز التالي من الجدول 1:

$$h_{fb} = > -C_2 / (C_1 + C_2)$$

ويمكن أن نقدر ما يلي:

$$C_1 \approx 50 \text{ pF}$$

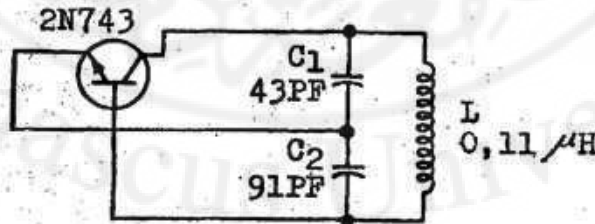
$$C_2 \approx 100 \text{ pF}$$

وقد وجد عملياً بعد المعايرة أن القيم التالية تعطي الإشارة المطلوبة على طرفي مقاومة الحمل $(1 \text{ k}\Omega)$:

$$C_1 = 43 \text{ pF}$$

$$C_2 = 91 \text{ pF}$$

ومنه يمكن حساب قيمة L من معادلة تردد الرنين وتكون $(L = 0.11 \mu\text{H})$ ، يبين الشكل 49-1 قيم دائرة الرنين في دائرة المهتز لتعطي تردداً قيمته (90 MHz) .



شكل 49-1- قيم نموذجية لعناصر مهتز كولبيتس كما ورد في المثال

Circuit	Natural frequency (ω^2)	Starting condition
Colpitts	$= \frac{1}{LC} + \frac{1}{C_1 h_{ie}} + \frac{\Delta h_{ie}}{C_1 h_{ie}} + \frac{h_{ie}}{C_1 C_2 h_{ie}}$ $\approx \frac{1}{LC} \left(1 + \frac{LC h_{ie}}{C_1 C_2 h_{ie}} \right)$ where $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ and $r = a-c$ series resistance of coil L	$h_{ie} > \frac{r(C_1 + C_2)h_{ie}}{L} + \frac{C_2}{C_1} + \frac{C_1}{C_2} \Delta h_{ie} \approx \frac{C_2}{C_1}$
Colpitts	$= \frac{1}{LC} + \frac{h_{ie}}{h_{ie} C_1 C_2} \approx \frac{1}{LC}$	$h_{ie} > \frac{-C_2}{C_1 + C_2}$
Hartley (tapped)	$= \frac{h_{ie}}{C(Lh_{ie}) + (L_1 r_1 + L_2 r_2)h_{ie} + (L_1 L_2 - M^2)\omega^2 h_{ie}}$ $\approx \frac{1}{LC + (L_1 L_2 - M^2)} \frac{h_{ie}}{h_{ie}}$ where $L = L_1 + L_2 + 2M$ $r_1 = a-c$ series resistance of coil L_1 $r_2 = a-c$ series resistance of coil L_2	$h_{ie} > \frac{r(LCh_{ie} + (M + L_1)^2 + (L_1 r_2 + L_2 r_1) \frac{\Delta h_{ie}}{h_{ie}}}{(L_1 + M)(L_2 + M)}$ $\approx \frac{L_1 + M}{L_2 + M} \approx \frac{1 + KN}{1/N^2 + KN}$ where $K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ $N = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$
Hartley (tapped)	$= \frac{1}{LC + (h_{ie}/h_{ie})(L_2 L_1 - M^2)} \approx \frac{1}{LC}$ where $L = L_1 + L_2 + 2M$	$h_{ie} > \frac{L_1 + M}{L_1 + L_2 + 2M} \approx -\frac{N_1}{N_2}$ where $N_1 =$ number of turns of L_1 $N_2 =$ number of turns of L_2
Clapp	$\approx \frac{1}{LC} + \frac{1}{L} \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2}$ where $C =$ series capacity with L	$h_{ie} > -\frac{C_2}{C_1 + C_2} \quad h_{ie} > \frac{C_2}{C_1}$

* Δh_{ie} = common-emitter determinant $= h_{ie} h_{oe} - h_{fe} h_{re}$

جدول 1-1

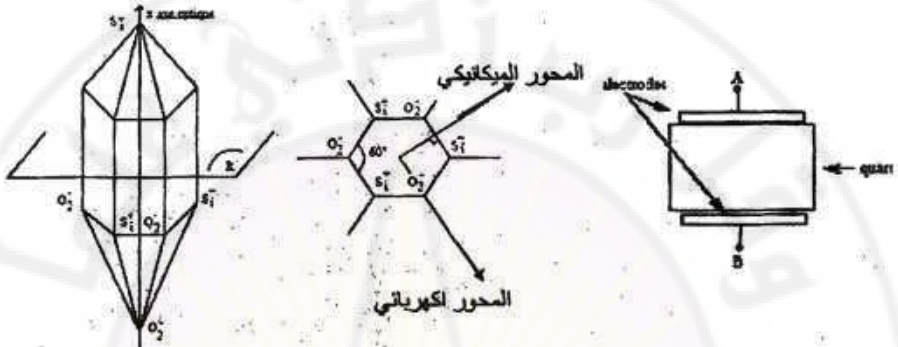
1-9-2- المهتزازات البلورية:

إن المهتزازات المدروسة في الفقرات السابقة يعتمد فيها تصميم شبكة تحديد التردد بشكل أساسي على مجموعة من العناصر غير الفعالة مثل (R, L, C) من أجل تحقيق وظائف (HPF, LPF ، شبكة Wien ، وكذلك الشبكات المستخدمة في تصميم مولدات التردد الراديوي)، حيث تقدم خصائص متواضعة من حيث جودة الإشارة الناتجة واستقرارها الحراري والتردد. إن ذلك ناتج عن ضعف عامل جودة شبكة تحديد التردد. تشكل هذه المساوي حافزاً قوياً لتصميم نوع آخر من المهتزازات يعتمد على بلورة الكوارتز كعنصر أساسي في بناء شبكة تحديد التردد والذي يسمح بالحصول على عامل جودة مرتفع (أكبر من 10000) مما يسمح بالتالي بتصميم مهتزازات ذات ترددات عالية الاستقرار وتعمل ضمن مجال ترددي يتراوح بين عشرات الكيلو هيرتز ليصل إلى أكثر من 100 ميغا هيرتز. يُستخدم هذا النوع من المهتزازات في مجالات مختلفة نذكر منها على سبيل المثال لا الحصر دارات الإرسال والاستقبال، أنظمة القيادة الإلكترونية، دارات التوليف والتعديل الترددية بالإضافة إلى استخدامها لتوليد نبضات الساعة في الأنظمة الرقمية وغيرها من التطبيقات.

تُعدُّ بلورة الكوارتز عالية النقاوة كما يبينه الشكل 1-50 عنصراً بيزوكهربائياً (Piezoelectric) أي أن لهذه المادة إمكانية توليد اهتزاز ميكانيكي من خلال تطبيق إشارة كهربائية متناوبة عليها والعكس صحيح. يمكن أن تخضع هذه المادة إلى أثرين مختلفين:

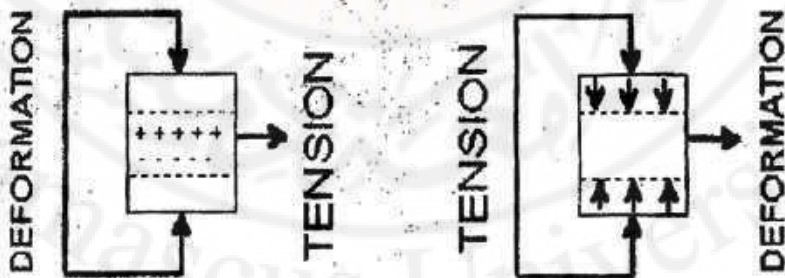
الأثر البيزوكهربائي المباشر: ويتلخص بأن إخضاع بلورة الكوارتز إلى تشوه ميكانيكي محدود (غير تخريبي) يؤدي إلى استقطاب محدد لهذه البلورة أي إلى ظهور شحنات كهربائية متعاكسة على قطبيها A و B . تتناسب قيمة هذه الشحنات مع التشوه الميكانيكي المطبق على البلورة كما يبينه الشكل 1-51.

2- الأثر البيزوكهربائي العكسي: إن تطبيق جهد كهربائي على طرفي البلورة يؤدي إلى استقطابها. إن البلورة، ضمن هذه الشروط، سوف تخضع لتشوه ميكانيكي ذي مطال يتناسب مع قيمة الجهد المطبق كما يبينه الشكل 1-51.



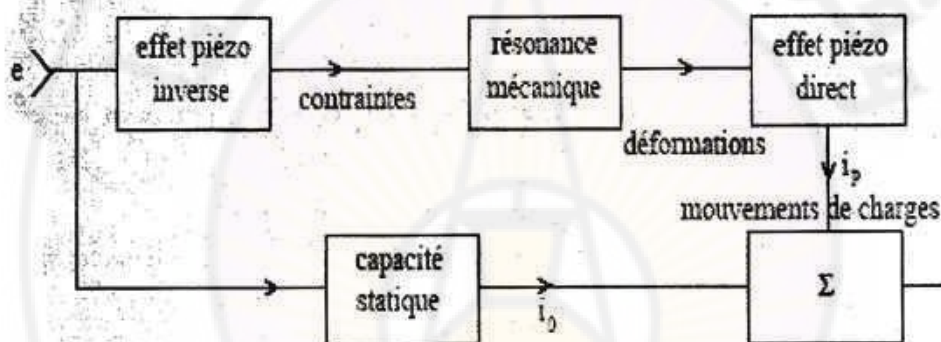
شكل 1-50- نموذج هندسي لبلورة الكوارتز ورمزها الكهربائي

الأثر البيزوكهربائي العكسي الأثر البيزوكهربائي المباشر



شكل 1-51- التأثير البيزوكهربائي المباشر والعكسي

تستخدم الظاهرتان السابقتان معاً في دائرة الرنين المصممة على أساس استخدام الكوارتز في شبكة التغذية الخلفية. إن تطبيق جهد متناوب مقداره (e) ذي تردد متغير على قطبي البلورة يؤدي إلى تشوه ميكانيكي للبلورة، ويزداد مطال هذا التشوه بشكل معتبر بجموار التردد الميكانيكي للبلورة، ومن خلال الأثر البيزوكهربائي المباشر سوف نحصل على حركة مهمة للشحنات تولد تياراً (i_b) يضاف إلى التيار (i_0) الذي يمثل تيار المكثف المشكّل من اللبوسين والبلورة، حيث نستطيع تمثيل ذلك من خلال الشكل 1-52.



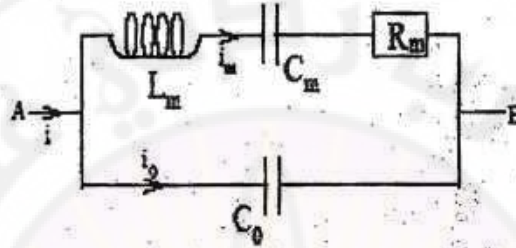
شكل 1-52- إجرائية قيج البلورة من اجل الحصول على الإشارة المقيدة

1-2-9-1- الدارة الكهربائية المكافئة للبلورة:

تتعلق الاهتزازات الناتجة عن بلورة الكوارتز، كما هو الحال في جميع الاهتزازات الميكانيكية، بثلاثة محددات أساسية وهي:

- 1- العطالة الناتجة عن كتلة البلورة.
- 2- مرونة البلورة.
- 3- التخميد الناتج عن قوة الاحتكاك الميكانيكية الداخلية.

يمكن مكافأة أثر كل واحدة من هذه المحددات بعنصر كهربائي. فالعطالة تُكافأ بقيمة تحريض معينة (L_m)، وتُكافأ المرونة بسعة (C_m)، أما التخميد فيُعبر عنه بمقاومة (R_m) وهذا يقودنا إلى الدارة الكهربائية المكافئة للبلورة كما يبينه الشكل 1-53.



شكل 1-53- الدارة الكهربائية المكافئة للبلورة

يمثل المكثف (C_0) الأثر السعوي الموجود بين لبوسي البلورة A, B وتعتبر ($C_0 \gg C_m$)، ويُدعى الفرع الذي يضم العناصر (L_m, C_m, R_m) بالفرع التحريضي. بقي أن نشير في هذا المجال إلى أن قيمة التحريض (L_m) تكون من مرتبة الهنري، أما السعة (C_m) فتأخذ قيمة من مرتبة الفيمتوفاراد، وأخيراً تأخذ المقاومة (R_m) التي تمثل الضياع الحراري في البلورة قيمة متغيرة بين عشرات الأوم إلى بضعة آلاف الأوم وذلك يتبع بشكل أساسي الطريقة التي يُفصل بها شكل البلورة من الناحية الهندسية.

مثال:

$$\text{Quartz (32768): } L_m = 7860 \text{ H, } C_m = 3 \text{ fF, } R_m = 32000 \text{ K}\Omega \\ C_0 = 1.5 \text{ pF, } Q = 50000$$

$$\text{Quartz (1 MHz): } L_m = 4 \text{ H, } C_m = 6 \text{ fF, } R_m = 240 \text{ K}\Omega \\ C_0 = 8 \text{ pF, } Q = 110000$$

1-9-2-2- ممانعة البلورة وتردد الرنين التسلسلي والتفرعي:

من أجل إيجاد ممانعة البلورة ومن أجل تسهيل الحساب سوف نفترض أن قيمة الضياع في البلورة مهملة. بمعنى آخر أن $(R_m = 0)$ ، وبما أن الدارة المكافئة للبلورة هي دائرة تفرعية فسوف نستنتج السماحية للبلورة كما يلي:

$$Y(j\omega) = j\omega C_0 + \frac{1}{j\omega L_m + \frac{1}{j\omega C_m}} = j\omega C_0 + \frac{j\omega C_m}{1 - \omega^2 L_m C_m}$$

$$= j\omega \left(\frac{C_0 + C_m - L_m C_m C_0 \omega^2}{1 - L_m C_m \omega^2} \right)$$

$$= j\omega (C_0 + C_m) \left(\frac{1 - \frac{L_m C_m C_0 \omega^2}{C_0 + C_m}}{1 - L_m C_m \omega^2} \right)$$

$$= j\omega (C_0 + C_m) \left(\frac{1 - \frac{\omega_p^2}{\omega_s^2}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_s^2}} \right)$$

حيث:

- ($\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}}$) : هو تردد الرنين التسلسلي (وهو مطلوب فقط من العناصر التسلسلية في الفرع التحريضي).

- ($\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_m \frac{C_0 C_m}{C_0 + C_m}}}$) : هو تردد الرنين التفرعي (تحتوي العلاقة قيم

العناصر التسلسلية في الفرع التحريضي بالإضافة إلى السعة (C_0) الموصلة على التفرع مع هذه العناصر).

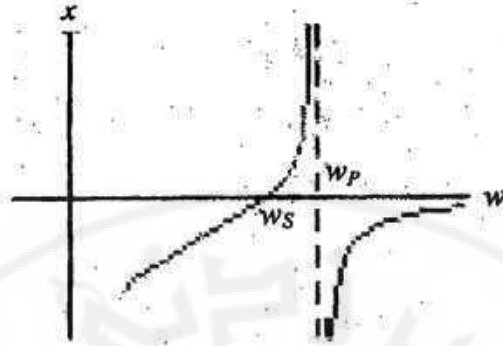
تعتبر القيمتان السابقتان قريبتين جداً من بعضيهما ويمكن برهان ذلك بسهولة على اعتبار أن ($C_0 \gg C_m$) :

$$\frac{\omega_p - \omega_s}{\omega_s} = \frac{1}{\sqrt{\frac{C_0}{C_0 + C_m}}} - 1 = \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0}} - 1$$

إن ممانعة البلورة هي ذات قيمة تخيلية تماماً وذلك على افتراض أن قيمة الضياعات مهملة. وبفرض أن مفاعلة (Reactance) البلورة هي x وكذلك لدينا:

$$Z = \frac{1}{Y} = jX$$

وبرسم العلاقة بين مفاعلة البلورة والتردد ينتج لدينا ما يبينه الشكل 1-54.



شكل 1-54- منحني مفاعلة البلورة

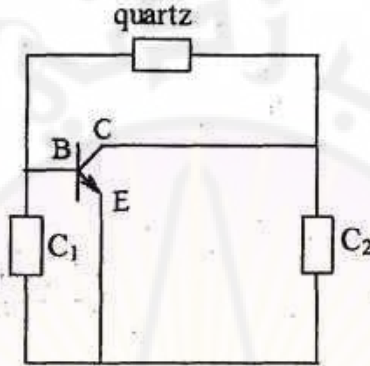
بدراسة هذا المنحني نجد أن البلورة هي عنصر سعوي من أجل جميع الترددات باستثناء المنطقة المحصورة بين الترددين ω_p و ω_s حيث تسلك عندها البلورة سلوك الملف. كما نلاحظ أن هناك منطقة تنعدم فيها هذه الممانعة وتقع عند التردد ω_s { في الحقيقة، وبما أن الضياعات في البلورة لا يمكن إهمالها أي أن $R_m \neq 0$ }، فالممانعة لا تنعدم وإنما تأخذ قيمة دنيا في هذه المنطقة { وهذا ما يعلل حادثة التجارب أو الرنين بالتيار في هذه المنطقة.

1-9-2-3- دارات المهتزاز البلورية:

تدخل بلورة الكوارتز كعنصر أساسي في تركيب شبكة تحديد التردد، والتي تكون غالباً من الشكل π ، للمهتزاز البلورية، أما العنصران الآخران المشكلان لهذه الشبكة فهما مكثفان C_1 و C_2 .

يبين الشكل 1-55 الدارة الأساس للمهتزاز البلورية المصممة باستخدام ترانزستورات BJT حيث يمكننا الحصول على نماذج متعددة من هذه المهتزازات بتغيير تشكيلة المكبر. يبين الشكل 1-56 ثلاثة من هذه النماذج وهي:

- 1- مهتز Pierce وفيه يبدو الترانزستور بتشكيلة باعث مشترك.
- 2- مهتز Colpitts ويستخدم تشكيلة المجمع المشترك للترانزستور.
- 3- مهتز Clapp والذي يعمل مع تشكيلة القاعدة المشتركة للترانزستور.



شكل 1-55- الدارة الأساس في تصميم المهترات البلورية بترانزستورات BJT

ويمكن تحقيق المهترات البلورية أيضاً باستخدام الترانزستور FET، ويبين الشكل 1-57 نموذجاً لمهتز Clapp.

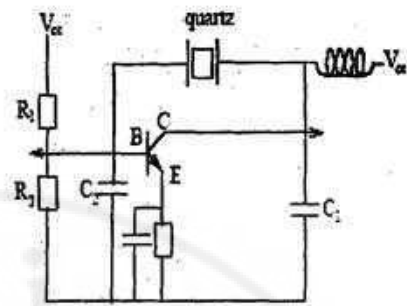
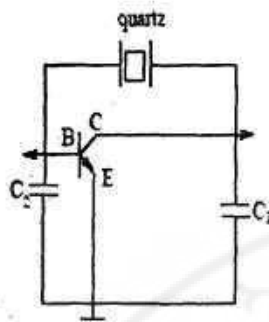
يُعطى تردد الاهتزاز لهذه الدارة وفق للعلاقة التالية:

$$LC_{eq}\omega_{osc} = 1$$

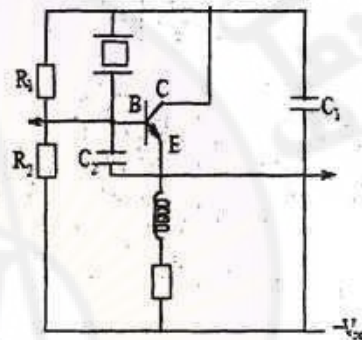
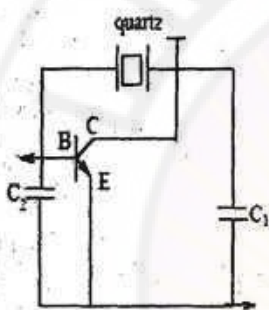
حيث:

$$\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_4} + \frac{1}{C_m}$$

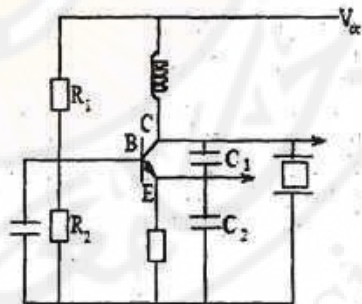
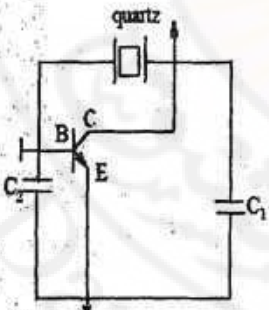
يسمح المكثف C_4 بمعايرة تردد الرنين عند القيمة f_{osc} حيث $(C_4 \gg C_m)$.



مُهتَز Pierce

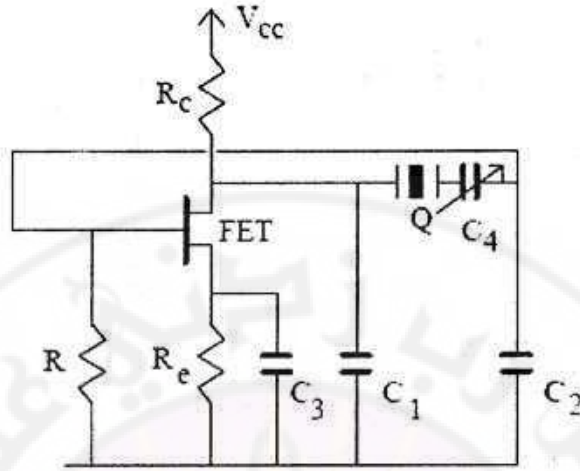


مُهتَز Colpitts



مُهتَز Clapp

شكل 1-56- نماذج مختلفة من المهتزازات البلورية بترازمسورات BJT



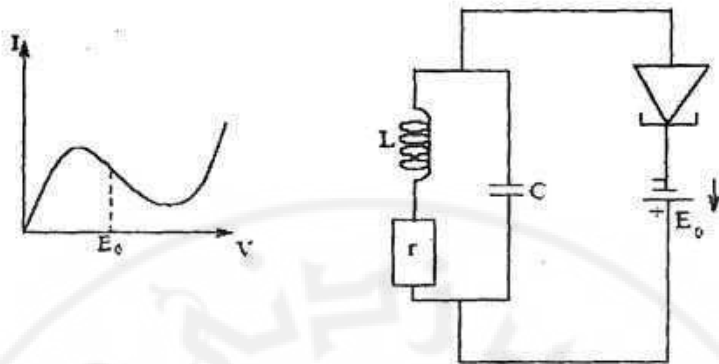
شكل 1-57- مهتز بلوري من النوع Clapp بترانزستور FET

3-9-1- المهتزات ذات السماحية أو المقاومة السالبة:

رأينا سابقاً أن عنصر التعويض يسلك سلوك المقاومة السالبة ورأينا أيضاً بأنه توجد بعض العناصر الفعالة التي تحتوي في جزء من منحنى خواصها على خاصية المقاومة السالبة. إذاً سوف نستخدم هذه العناصر مع دائرة الرنين (شبكة تحديد التردد) لبناء دائرة المهتز.

1-3-9-1- مهتز بشائي نفقي:

في هذه الحالة يجب تأمين الانحياز المناسب للشائتي النفقي بواسطة منبع للجهد E_0 وذلك بغية تثبيت نقطة العمل في منطقة المقاومة السالبة ومن ثم إضافة دائرة الرنين على التفرع معه كما هو موضح بالشكل 1-58.



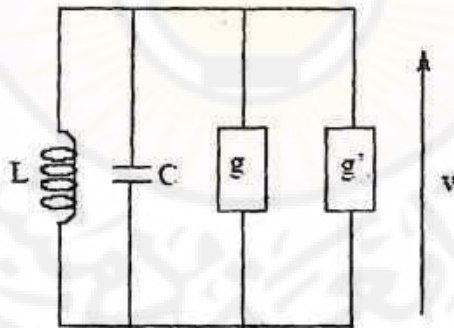
منحنى خواص الثنائي النفقي

دائرة مهتز ثنائي نفقي

شكل 58-1- مهتز بمقاومة سالبة (ثنائي نفقي)

يسلك الثنائي النفقي من الناحية الديناميكية سلوك السماحية السالبة حيث $(g' = dI/dV)$ وبالتالي يمكن الحصول على الدارة المكافئة للمهتز السابق كما هو موضح بالشكل 59-

1.



شكل 59-1- الدارة المكافئة للمهتز المين في الشكل 58-1

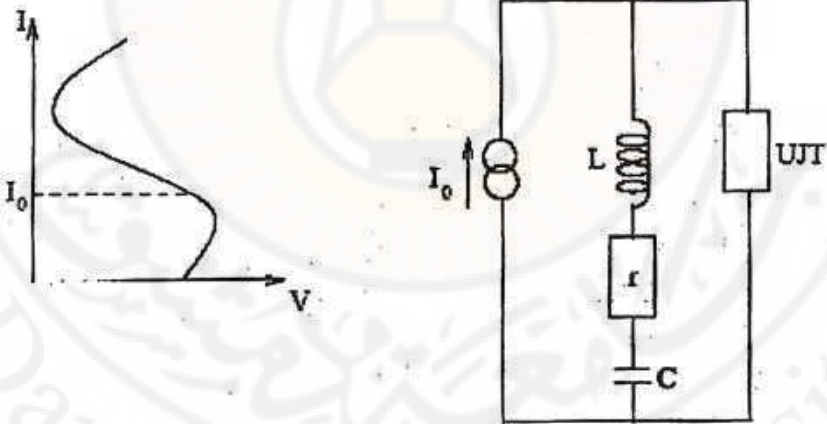
تُكتب المعادلة التفاضلية لهذه الدارة على النحو التالي:

$$C \frac{d^2V}{dt^2} + (g + g') \frac{dV}{dt} + \frac{V}{L} = 0$$

إذا تحقق إمكانية الاهتزاز عندما: $g' > -g$.

1-9-3-2- مهتز بترانزيستور وحيد الوصلة:

يمثل الشكل 1-60 دارة مهتز بترانزيستور وحيد الوصلة (ترانزيستور UJT) ومنحني الخواص لهذا الترانزيستور. تم تثبيت نقطة العمل للترانزيستور في منطقة المقاومة السالبة من خلال منبع للتيار.

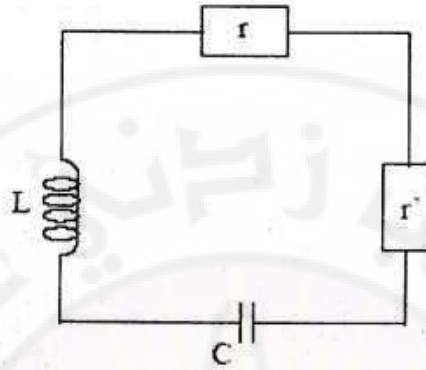


منحني خواص الـ UJT

مهتز باستخدام الـ UJT

شكل 1-60- مهتز بمقاومة سالبة (ترانزيستور UJT)

أما الدارة المكافئة فتعطى بالشكل 1-61.



شكل 1-61- الدارة المكافئة للمهتز المين في الشكل 1-60

تُكتب المعادلة التفاضلية لهذه الدارة على النحو التالي:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{(r+r') di}{dt} + \frac{i}{LC} = 0$$

وتتحقق إمكانية الاهتزاز عندما ($r' < -r$)

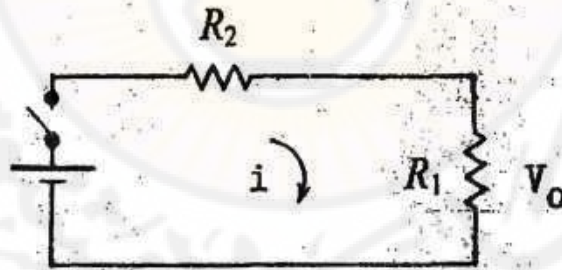
الفصل الثاني

الدوائر الخطية لتشكيل الإشارات غير الجيبية Linear Circuits for Non-Sinusoidal Signal Forming

2-1-1 أشكال الإشارات [7-1]:

2-1-1-1 جهد القفزة (الخطوة) (Step Voltage):

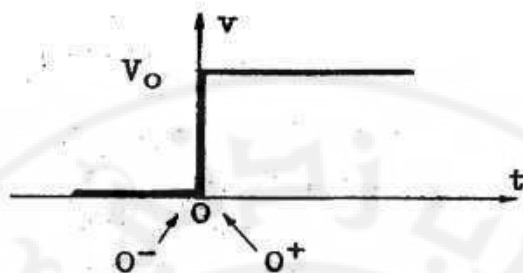
لنفترض الدارة المبينة في الشكل 2-1 ونرى كيف ينمو التيار عند إغلاق المفتاح. في اللحظة $(t = 0^-)$ أي قبل إغلاق الدارة يكون كل من التيار وفرق الجهد على طرفي المقاومة مساويان للصفر.



شكل 2-1- دائرة أساسية لتوليد إشارة قفزة

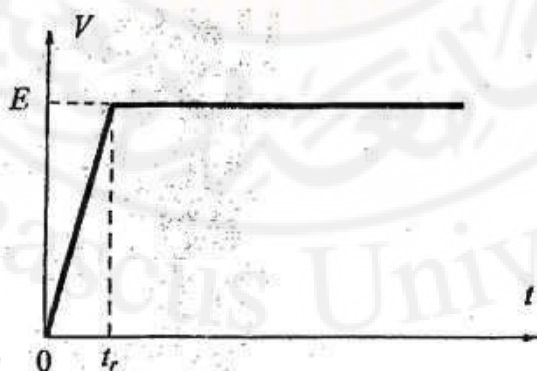
وفي اللحظة $(t = 0^+)$ أي بعد إغلاق الدارة مباشرة يرتفع التيار وبالتالي فرق الجهد على طرفي المقاومة R إلى القيمة V_0 . تسمى هذه الإشارة الممثلة بالشكل 2-2

بجهد القفزة وتكون قيمتها صفراً في الزمن ($t < 0$) وتأخذ قيمة أخرى V_0 في الزمن ($t > 0$).

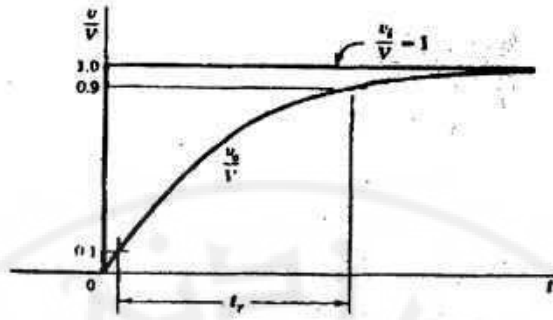


شكل 2-2- جهد لقفزة

في الحقيقة، إن تغير الجهد من صفر إلى قيمة أخرى V_0 لا يمكن أن يحدث في زمن يساوي صفراً، بل يستغرق هذا زمناً ما كما بينه الشكل 2-3، ويسمى هذا الزمن بزمن الصعود. أما في الحالة التي تكون فيها الجبهة (الخافة) الأمامية كالمبينة في الشكل 2-4 حيث يصعب فيها تحديد كل من بداية هذه الجبهة ونهايتها، فإن زمن الصعود يتحدد هنا اصطلاحاً بالزمن الذي تتغير فيه الإشارة بين (0.1) و (0.9) من قيمتها النهائية.



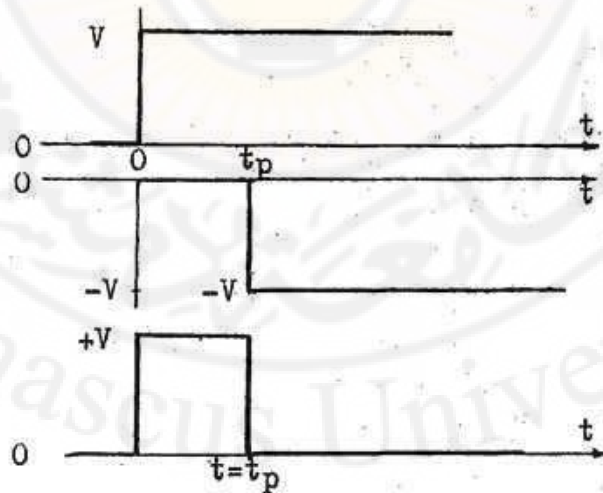
شكل 2-3- زمن صعود الإشارة



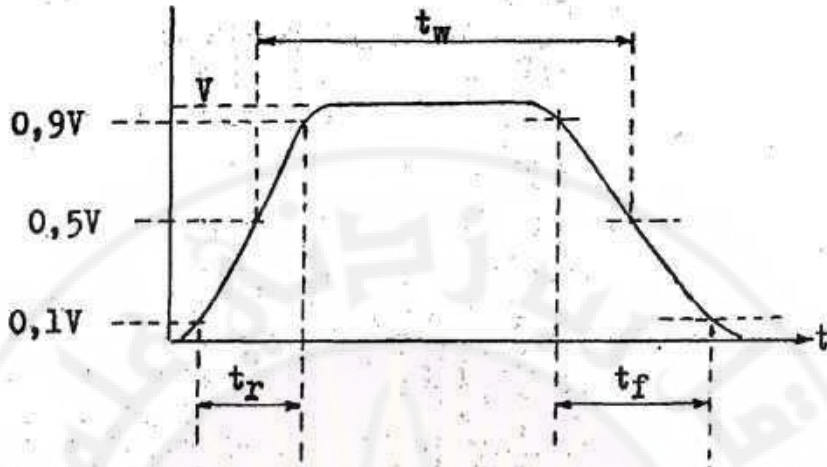
شكل 4-2- تحديد زمن الصعود على الجبهة الأمامية للإشارة

2-1-2- النبضة المستطيلة (Rectangular Pulse):

بالرجوع إلى الشكل 2-2، يمكننا أن نلاحظ أنه إذا جمعنا جهد قفزة موجب ذا مطال (V) مع جهد قفزة سالب ذي مطال ($-V$) إلا أنه متأخر عن سابقه بزمن (t_p) يكون حاصل هذا الجمع نبضة مستطيلة حسب ما يبينه الشكل 2-5.



شكل 2-5- يبين كيف تتكون نبضة مستطيلة مثالية



شكل 2-6- تحديد أبعاد النبضة

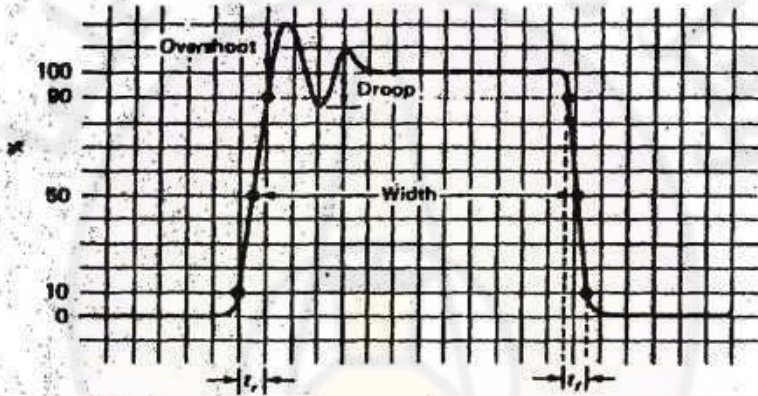
أما شكل النبضة المستطيلة كما تظهر في الواقع فهي كما يبينه الشكل 2-6 وتتصف بما يلي:

1- لها زمن صعود (t_r) وزمن هبوط (t_f). يتحدد كل من هذين الزمنين بالزمن المحصور بين 10 % و 90 % من تغير قيمة النبضة على الجبهة (الخافة) الأمامية والجبهة (الخافة) الخلفية.

2- عرض النبضة، وهو اصطلاحاً الزمن المحدد بين نقطتين (آ) و (ب) تقعان على الجبهتين عند منتصف ارتفاع النبضة ويسمى هذا بالعرض عند منتصف الارتفاع. ويمكن أيضاً أن نعتبر أن عرض النبضة هو الزمن الذي تحده قاعدتها، ففي هذه الحالة نسمي العرض بعرض النبضة عند القاعدة.

وقد تظهر النبضة كما يبدو في الشكل 2-7 ويمكن أن نحدد على هذا الشكل الأبعاد التالية:

- زمن الصعود $(t_r) = 50$ نانو ثانية.
- عرض النبضة $(t_w) = 625$ نانو ثانية.
- زمن الهبوط $(t_f) = 50$ نانو ثانية.
- ارتفاع النبضة $(H) = 10$ فولط.
- التجاوز $(Overshoot, O) = 100 \times 0.2 = 20\%$.
- التدلي $(Droop, D) = 100 \times 0.13 = 13\%$.



شكل 7-2- نبضة نموذجية

3-1-2- الإشارة المربعة (Square Signal):

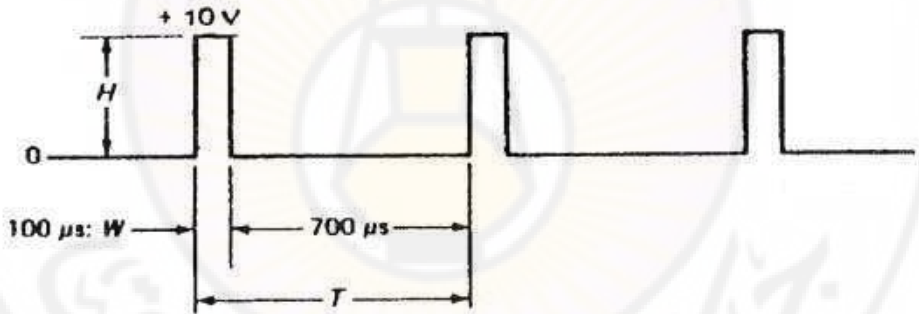
هي الإشارة التي تحافظ على قيمة ثابتة V_1 خلال الزمن T_1 وعلى قيمة أخرى V_2 خلال الزمن T_2 وتكرر هذه الإشارة دورياً في الزمن T حيث:

$$T = T_1 + T_2 \quad (2-1)$$

كما يبينه الشكل 8-2. حيث يظهر على هذا الشكل المخطط الزمني لسلسلة نموذجية من نبضات الجهد. يسمى، عادة، المستوى الذي تبدأ منه النبضة بالارتفاع بمستوى

خط القاعدة. ويمكن أن يأخذ هذا المستوى قيمة جهد صفري، أو يمكن أن يأخذ أية قيمة أخرى موجبة أو سالبة. ويمكن أن تكون قطبية النبضة موجبة أو سالبة أيضاً. يمكن أن نحدد ما يلي من أجل سلسلة النبضات المبينة في الشكل 8-2:

- ارتفاع النبضة = (10 V)
- عرض النبضة (زمن استمرار النبضة) = $(100 \mu\text{Sec})$
- الدور = $(800 \mu\text{Sec})$.
- تردد تكرار النبضة (PRF) = $1/T = 1/800 \times 10^{-6} = 1250 \text{ Pulse per Sec}$
- نسبة انشغال (Duty Cycle) = (عرض النبضة \ الدور) = $(100/800) \times 100 = 12.5 \%$



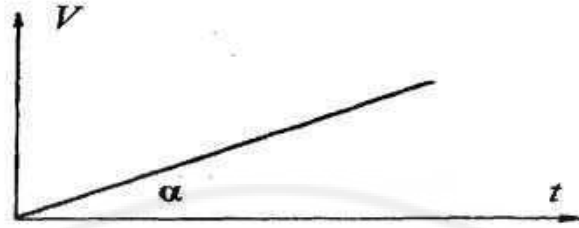
شكل 8-2- إشارة مربعة متكررة دورياً

4-1-2- الإشارة المتغيرة خطياً، إشارة مسح (Ramp or Sweep Signal):

وهي الإشارة التي تكون قيمتها صفراً في الزمن $(t = 0)$ والتي تزداد خطياً مع الزمن في الزمن $(t = 0^+)$ ، وتمثل بالعلاقة التالية كما يبينه الشكل 9-2.

$$V = a t$$

(2-2)

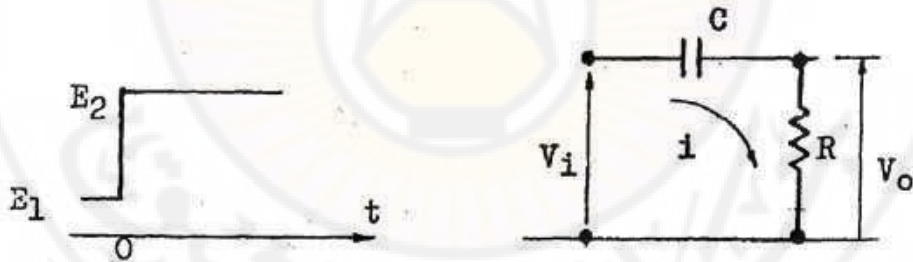


شكل 9-2- إشارة مسح

2-2- إعادة تشكيل الإشارة^[7-1]:

2-2-1- تطبيق إشارة قفزة على دائرة تفاضل (R-C):

لنفترض الدارة المبينة في الشكل 10-2 ولنطبق عليها إشارة قفزة تتغير قيمتها في اللحظة ($t = 0$) من E_1 إلى E_2 .



شكل 10-2- تطبيق إشارة قفزة على دائرة R-C

بافتراض أن الجهد الابتدائي الموجود على طرفي المكثف في اللحظة ($t = 0$) يساوي E_0 حيث قد يختلف هذا الجهد في القيمة عن E_1 وذلك بحسب طول الزمن الذي كان قد طبق فيه الجهد E_1 . وبعد تغير الجهد من E_1 إلى E_2 يمكن أن نطبق على الدارة المعادلة التالية:

$$E_2 = iR + \frac{1}{C} \int_0^t i dt + E_0 \quad (2-3)$$

حيث: $\left[\left(\frac{1}{C} \right) \int_0^t i dt + E_0 \right]$ هو الجهد على طرفي المكثف. وبعد التفاضل والقسمة على R ينتج:

$$di/dt + (1/RC) i = 0 \quad (2-4)$$

إن الحل الرياضي لهذه المعادلة هو من الشكل:

$$i = A e^{-\frac{t}{RC}}$$

حيث:

$$i(0^+) = \frac{E_2 - E_0}{R}$$

فينتج:

$$i(0^+) = \frac{E_2 - E_0}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2-5)$$

ومنه نحسب جهد الخرج على طرفي المقاومة:

$$v_R = i R = (E_2 - E_0) e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2-6)$$

وبافتراض أن الجهد الابتدائي على طرفي المكثف يساوي صفراً، تكون معادلة جهد الخرج كما يلي:

$$v_R = V e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2-7)$$

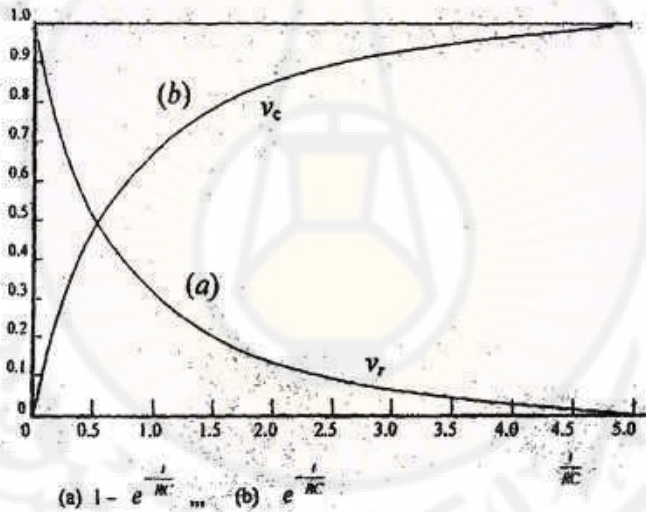
ويكون الجهد v_C على طرفي المكثف مساوياً إلى:

$$v_C = E_2 - v_R = E_2 - (E_2 - E_0) e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2-8)$$

وبافتراض أن $(E_0 = 0)$ ينتج:

$$v_C = V(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (2-9)$$

يلاحظ من المعادلات السابقة وجود الحد $(e^{-\frac{t}{RC}})$. يُعطى (RC) وحدات زمنية ويسمى بثابت الزمن للدائرة ويرمز له بالرمز (τ) . يبين الشكل 11-2 استجابة الدارة (RC) لجهد القفزة.



شكل 11-2- تغير الجهود على دائرة RC

لنفرض أن ثابت الزمن $(\tau = RC)$ صغير جداً بالنسبة للزمن الذي يطبق فيه الجهد V_i ، فيكون عندها $(X_C \gg R)$ و $(v_C \gg v_R)$ ، أي أنه يمكن إهمال الحد (iR) أمام التكامل فيمكننا أن نكتب بصورة تقريبية ما يلي:

$$v_i \approx v_C = \frac{1}{C} \int_0^t i dt \quad (2-10)$$

وبمعنى هذا أن تيار الشحن يحدده المكثف فقط وتكون قيمة هذا التيار وذلك بعد إجراء التفاضل:

$$i = C \frac{dV_i}{dt}$$

ويحسب جهد الخرج عندها كما يلي:

$$v_o = i R = RC \frac{dV_i}{dt}$$

يعني هذا أنه إذا كان لدينا ثابت زمن صغير نسبياً فإن جهد الخرج يتناسب مع تفاضل جهد الدخل وتسمى الدارة في هذه الحالة بدارة تفاضلية. وبالرجوع إلى الشكل 11-2 يمكن أن نلاحظ أن شكل الجهد V_R هو نبضة حادة ناتجة عن تطبيق جهد قفزة على دارة $(R-C)$ وأنه من أجل $(t \gg RC)$ يكون جهد الخرج تفاضلاً لجهد الدخل.

ملاحظة:

يمكن أيضاً الحصول على دارة تفاضل $(R-L)$ حسب ما يبينه الشكل 12-2. ولنكتب معادلة جهودها:

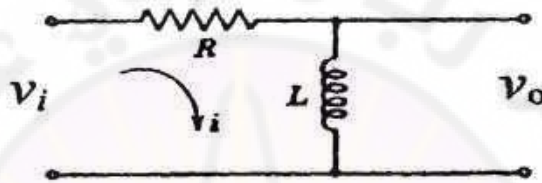
$$V_i = i R + L \frac{di}{dt} \quad (2-11)$$

فإذا افترضنا أن (L/R) صغير جداً أي أن $(V_R \gg V_L)$ فإن جهد الدخل سيظهر بشكل رئيسي على المقاومة وهذا يعني أن المقاومة R ستحكم بقيمة التيار المار، ومنه نكتب:

$$i \approx \frac{v_i}{R}, \quad v_o = L \frac{di}{dt}$$

$$v_o \approx \frac{L}{R} \frac{dv_i}{dt} \quad (2-12)$$

وهذا يدل على أن إشارة الخرج هي تفاضل لإشارة الدخل.



شكل 12-2 دائرة (R-L) تفاضلية

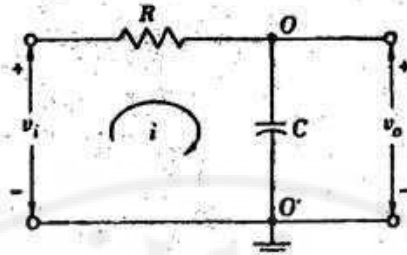
2-2-2- تطبيق إشارة قفزة على دائرة تكامل (R-C) [10,8]:

نقول عن الدارة المبينة في الشكل 2-13 أن لها فعل تكاملي على إشارة الدخل إذا كان (RC) أكبر بكثير من الزمن اللازم لكي تظهر إشارة الدخل تغيراً مهماً. أو أن تكون (RC) أكبر بكثير من طول الموجة بالنسبة للإشارة الجيبية. في هذه الحال يكون هبوط الجهد على المكثف صغيراً بالنسبة لهبوط الجهد على المقاومة. ويمكن أن نفترض، عندئذ، أن جهد الإشارة V_i يظهر كلياً على طرفي المقاومة R، أي أن التيار المار في الدارة تحدده R فقط ويكون:

$$i \approx \frac{v_i}{R}$$

وتكون معادلة إشارة الخرج كما يلي:

$$v_o = \frac{1}{C} \int i dt \approx \frac{1}{RC} \int v_i dt \quad (2-13)$$

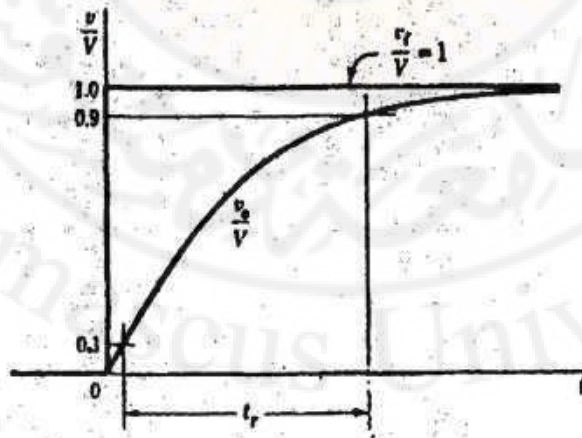


شكل 13-2

تبين هذه المعادلة أن جهد الخرج يتناسب مع تكامل جهد الدخل. ويكون هذا الكلام صحيحاً عندما يمكن إهمال V_C أمام V_R . أما عندما يستمر V_i بالزيادة أو عندما يكون (RC) صغيراً فلا يمكن إهمال V_C أمام V_R ولا تصح عندها الدارة التكاملية. فعند تطبيق إشارة قفزة مطاها V على دارة الشكل 13-2 فإن جهد الخرج الذي هو الجهد على طرفي المكثف يعطى بالعلاقة التالية:

$$v_o = v_c = V \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (2-14)$$

فبدل هذا على أن جهد الخرج يزداد أسياً كما يبينه الشكل 14-2.



شكل 14-2 - استجابة دارة تكاملية لإشارة قفزة

يُحدّد على الجبهة الأمامية زمن صعود الجبهة t_r وهو الزمن المحصور بين النقطة t_2 المطابقة إلى 0.9 والنقطة t_1 المطابقة إلى 0.1 على الجبهة الأمامية، أي:

$$t_r = t_2 - t_1 \quad (2-15)$$

فمن أجل النقطة (0.1) نكتب:

$$0.1 = 1 - e^{-\frac{t_1}{RC}}$$

ومن أجل النقطة (0.9) يكون:

$$0.9 = 1 - e^{-\frac{t_2}{RC}}$$

ومن هاتين المعادلتين ينتج:

$$t_2 - t_1 = t_r = 2.2 RC = 2.2 \tau \quad (2-16)$$

ملاحظة:

يمكن استنتاج علاقة بين ما يسمى بالاستجابة أمام إشارة جيبية والاستجابة أمام إشارة قفزة لمكبر. بافتراض أن F_2 هي النقطة العليا من عرض مجال محدد بالقيمة (3dB)، يمكن أن نكتب:

$$RC = 1 / \omega_2 = 1 / 2 \pi f_2$$

$$2 \pi f_2 \tau = 1 = 2 \pi f_2 t_r / 2.2$$

$$f_2 t_r = 0.35 \quad (2-17)$$

يمكن من هذه المعادلة أن نحدد ما يسمى بزمن الصعود t_r لمكبر حيث يرتبط زمن الصعود هذا بالتردد f_2 للاستجابة الجيبية للمكبر.

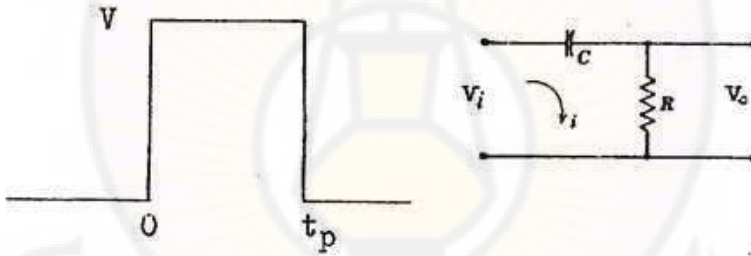
3-2-2- تطبيق إشارة نبضة على دائرة تفاضل (R - C):

إذا طبقت نبضة على دائرة (R - C) تفاضلية كما يبينه الشكل 15-2 فإن تأثير الدارة على هذه الإشارة يكون نفسه تماماً كما كان الحال عند تطبيق إشارة قفزة خلال الزمن ($t < t_p$) كما يبدو على الشكل 16-2، وبالتالي يكون الخرج عند الزمن ($t = t_p^-$) الذي تحدده النقطة A مساوياً إلى:

$$v_o = V e^{-\frac{t}{RC}} = V_p$$

ويمكننا أن نكتب أيضاً:

$$V_i = V_C + V_P$$



شكل 15-2- تطبيق نبضة على دائرة (R - C)

وفي نهاية النبضة ينعدم جهد الدخل فجأة وينقص بمقدار V . وحيث إن المكثف المشحون لا يمكن أن يغير جهده لحظياً فإن جهد الخرج سينقص بمقدار V ، أي:

$$(V_i = V) = V_C + (V_P - V)$$

$$0 = V_C + (V_P - V)$$

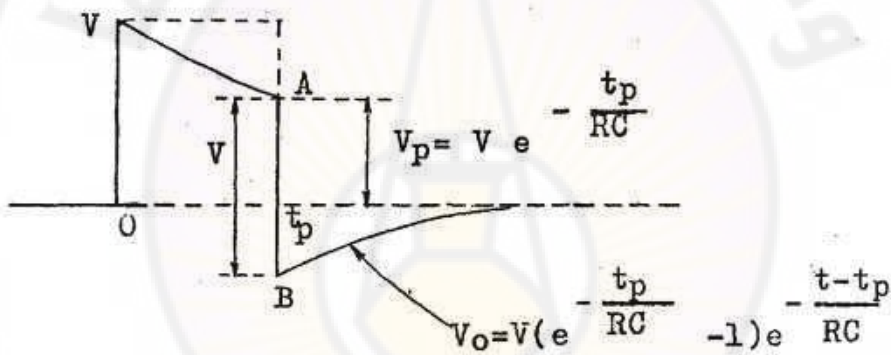
$$0 = V_C + V_B$$

ويصبح جهد الخرج سالباً وقيمته (V_B) ثم يبدأ يتناقص أسياً حتى الصفر بدءاً من النقطة B حسب العلاقة التالية:

$$V_B = V_P - V = V(e^{\frac{-t}{RC}} - 1)$$

ويكون تناقص هذا الجهد في الزمن ($t > t_p$) كما يلي:

$$V_o = V_B e^{\frac{t-t_p}{RC}}$$

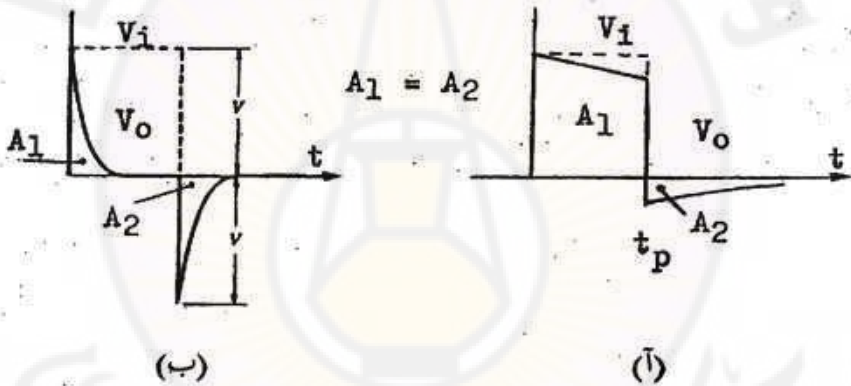


شكل 16-2- إشارة الخرج الناتجة عن تطبيق نبضة على دائرة ($R - C$)

نلاحظ أن شكل إشارة الخرج قد تشوه، وهذا التشوه ناتج عن مرور النبضة في دائرة ($R-C$) فيظهر انحدار (Tilt) عند قمته ويظهر أيضاً تجاوز سفلي (Undershoot) عند نهايتها. وإذا أردنا التقليل من هذه التشوهات فيجب أن نختار ثابت زمن RC أكبر بكثير جداً من عرض النبضة t_p ، ومع ذلك فلا بد من حدوث هذه التشوهات مهما كانت النسبة (RC/t_p).

يلاحظ أن مساحة الجزء من الإشارة فوق محور الزمن يساوي إلى مساحة الجزء من الإشارة الواقع تحت محور الزمن ويمكن التأكد من هذا بإجراء التكامل للإشارة المبينة في الشكل 16-2.

إذا كان ($RC \gg t_p$) فإن انحدار القمة يكون خفيفاً جداً وكذلك يكون هبوط النهاية كما هو الحال في الشكل (17-2-أ). بينما إذا كان ($RC \ll t_p$) فإن إشارة الخرج تصبح كما يبينه الشكل (17-2-ب) حيث تتكون من نبضتين متساويتين في المساحة، نبضة سالبة ونبضة موجبة، إن هذه العملية التي تحول النبضة (العريضة نسبياً) إلى نبضة حادة (Spike) تسمى (Peaking).



شكل 17-2- يتغير شكل إشارة الخرج بحسب قيمة RC

(أ) - ($RC \gg t_p$) ، (ب) - ($RC \ll t_p$)

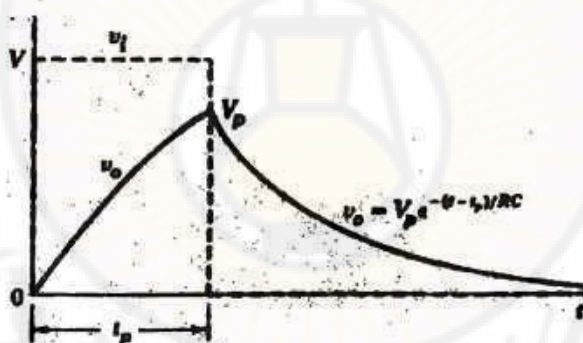
4-2-2- تطبيق إشارة نبضة على دائرة تكامل (R - C):

إن استجابة دائرة RC لنبضة مطبقة على مدخلها كما يبدو على الشكل 18-2 وخلال أزمان أقصر من عرض النبضة t_p يشبه تماماً استجابتها لإشارة قفزة كما مر معنا سابقاً. وعند زمن يساوي t_p يصل جهد الخرج إلى القيمة العظمى V_p . وحيث

إن نبضة الدخل تقبض إلى الصفر عند هذا الزمن، يبدأ V_o عندها بالتناقص إلى الصفر بثابت زمن RC .

بمقارنة أشكال إشارتي الدخل والخرج نلاحظ التغير أو التشويه الذي طرأ على النبضة من جراء تطبيقها على الدارة السابقة. وكما يظهر أن إشارة الخرج تكون أعرض من إشارة الدخل دائماً وذلك لأنه بعد الزمن t_p يبدأ المكثف بالتفريغ ولا يمكن أن يحدث هذا لحظياً مهما كانت قيمة سعة المكثف. ولكي نحصل على إشارة خرج ذات شكل مقبول يجب أن يكون زمن صعودها صغيراً بالنسبة لعرض النبضة t_p . يفترض من أجل هذا أن:

$$t_r \leq 0.35 t_p \quad (2-18)$$



شكل 2-18- استجابة دارة تكامل $(R-C)$ لإشارة نبضة

ملاحظة:

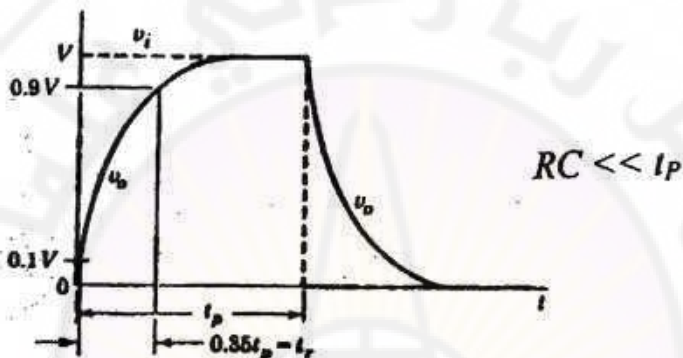
يقودنا الافتراض السابق إلى استنتاج قيمة f_2 لمكرر نطبق على مدخله نبضة

مثالية عرضها t_p :

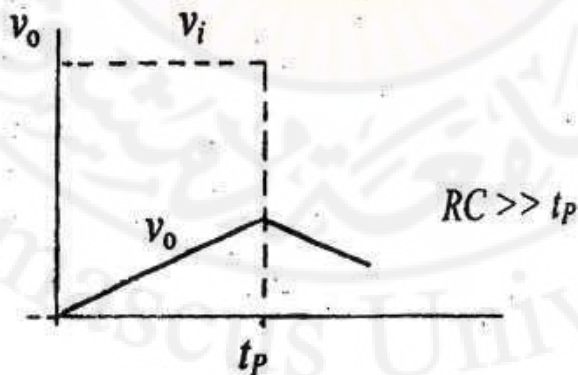
$$t_r = 0.35/f_2 = 0.35 t_p$$

فيكون $(f_2 = 1/t_p)$. وعندها يمكن أن نقبل أن المكبر يكبر النبضة دون تشويه. يبين الشكل 19-2 كلا من إشارتي الدخل والخرج في هذه الحالة الأخيرة (RC أصغر بكثير من عرض الموجة t_p).

ويبين الشكل 20-2 كلا من إشارتي الدخل والخرج في حالة $(RC \gg t_p)$.



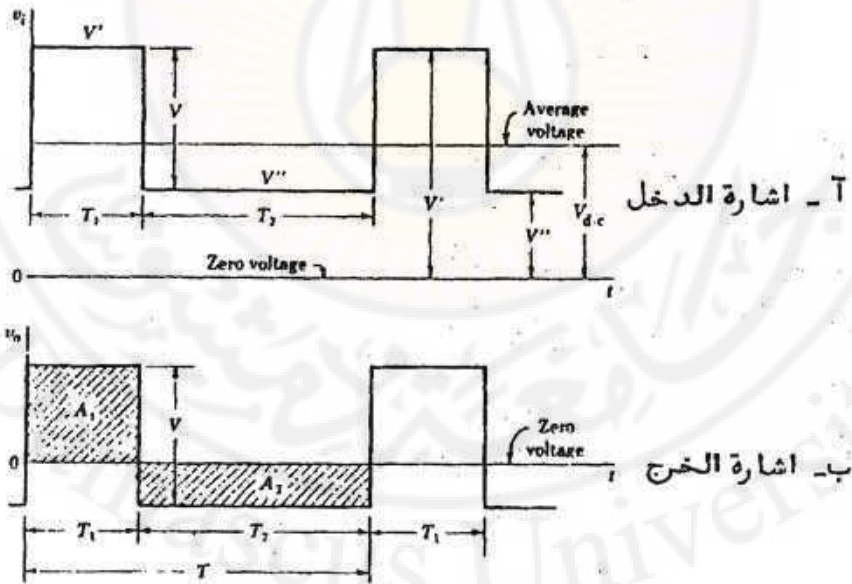
شكل 19-2 - مخرج دائرة التكامل في حالة $(RC \ll t_p)$



شكل 20-2 - مخرج دائرة التكامل في حالة $(RC \gg t_p)$

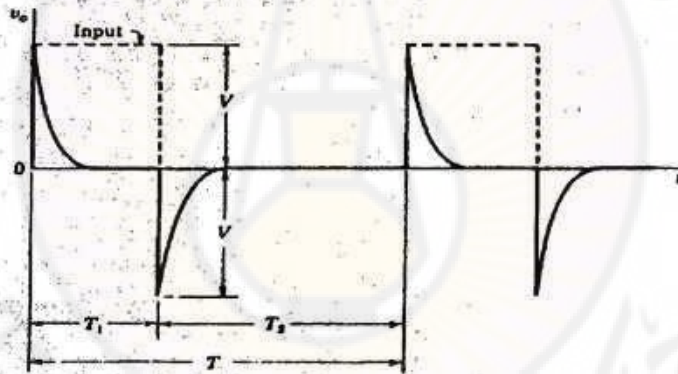
5-2-2- تطبيق إشارة مستطيلة على دائرة تفاضل (R - C):

عند تطبيق موجة دورية (Periodic Wave) ذات دور T حسب ما يبينه الشكل (21-2-أ) على دائرة RC فإن مركبتها المستمرة لن تمر إلى الخرج وسيكون لإشارة الخرج معدل وسطي (Average level) مساوٍ إلى الصفر كما يبينه الشكل (21-2-ب)، أي أن إشارة الخرج ستفقد في هذه الحالة مركبتها المستمرة. تظهر إشارة الخرج على جانبي المحور الأفقي الذي يمثل جهداً مساوياً للصفر وتكون مساحة الجزء A_1 من الإشارة الواقع فوق المحور مساوياً إلى مساحة الجزء A_2 من الإشارة الواقع تحت المحور. وعندما يتغير جهد الدخل فجأة بالمقدار V فإن جهد الخرج يتغير أيضاً فجأة وبنفس المقدار وبنفس الاتجاه بافتراض أن $(RC \gg T)$. وأيضاً فإنه إذا حافظ جهد الدخل على قيمة ثابتة خلال فترة زمنية فإن جهد الخرج يتناقص أسياً باتجاه الصفر.



شكل 21-2- تظهر إشارة الخرج محدولة منها المركبة المستمرة

وبفرض أن $(RC \gg T_1)$ و $(RC \gg T_2)$ يمكن اعتبار أن إشارة الخرج تشبه تقريباً إشارة الدخل إلا أن معدلها الوسطي يساوي صفراً. وفي حال أن $(RC \ll T_1)$ و $(RC \ll T_2)$ فإن جهد الخرج يتألف عندها من نبضات حادة موجبة وسالبة كما يبينه الشكل 22-2 كما هو الحال عند تطبيق نبضة واحدة على دائرة تفاضل، ويكون مطال هذه النبضات مساوياً إلى V الذي هو مطال النبضة المستطيلة. يبقى هذا صحيحاً بشرط أن تكون الجبهة الأمامية للموجة عمودية تماماً أي أن يكون زمن صعودها مساوياً إلى الصفر. إن هذا الأمر مستحيل فيزيائياً فيجب في حال كون RC صغير جداً أن ندخل بالحسبان، عندئذ، زمن صعود جبهة الإشارة.

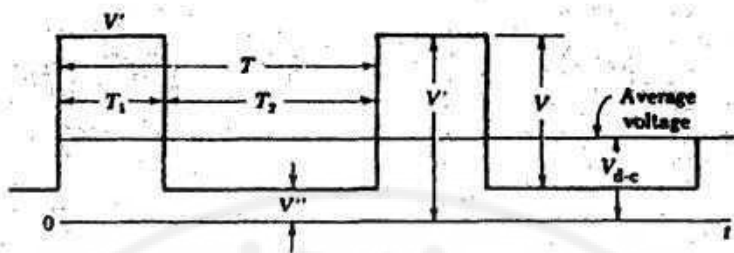


شكل 22-2- تفاضل إشارة الدخل النبضية إذا كان :

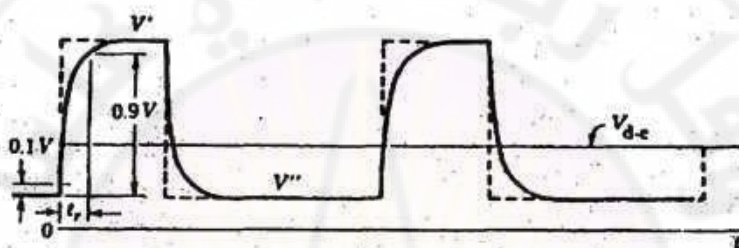
$$RC \ll T_1, T_2$$

2-2-6- تطبيق إشارة مستطيلة على دائرة تكامل (R - C):

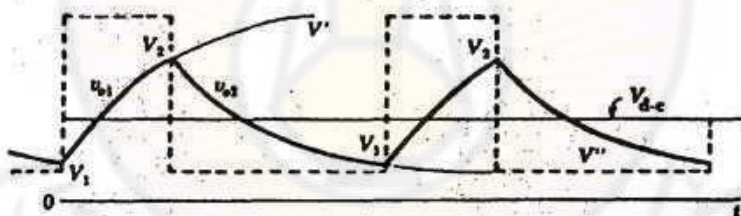
ليكن لدينا إشارة متكررة دورياً كالمبينة في الشكل 23-2 مطبقة على دائرة تكامل (R - C). ستظهر إشارة الخرج لهذه الدائرة كما تبينه الأشكال من 24-2 إلى 26-2 وذلك بحسب قيمة ثابت الزمن (RC) للدائرة بالمقارنة مع دور النبضة وعرضها.



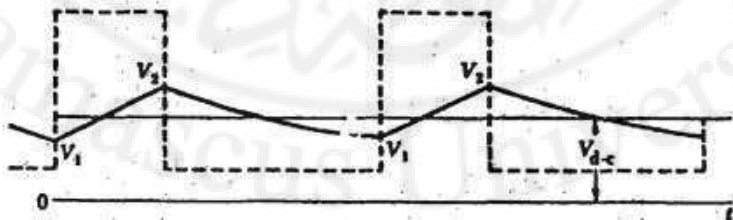
شكل 23-2- إشارة مستطيلة متكررة دورياً



شكل 24-2- استجابة الدارة في حال RC صغير جداً



شكل 25-2- استجابة الدارة في حال RC ذي قيمة متوسطة



شكل 26-2- استجابة الدارة في حال RC كبير جداً

7-2-2- تطبيق إشارة أُسِّيَّة على دائرة تفاضل (R - C):

لنعتبر الحالة التي يتزايد فيها جهد الدخل أُسِّيًّا من صفر إلى القيمة V حسب الشكل 27-2 ولنمثل هذه الإشارة بالعلاقة التالية:

$$v_i = V (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (2-19)$$

حيث τ هو ثابت الزمن لإشارة الدخل. وبناءً على المعادلات التالية:

$$v_i = v_C + v_R = \frac{1}{C} \int i dt + V_R$$

$$\frac{dv_i}{dt} = \frac{1}{C} i + \frac{dv_o}{dt}$$

$$\frac{dv_i}{dt} = \frac{1}{RC} v_o + \frac{dv_o}{dt} \quad (2-20)$$

نكتب:

$$\frac{V}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{v_o}{RC} + \frac{dv_o}{dt} \quad (2-21)$$

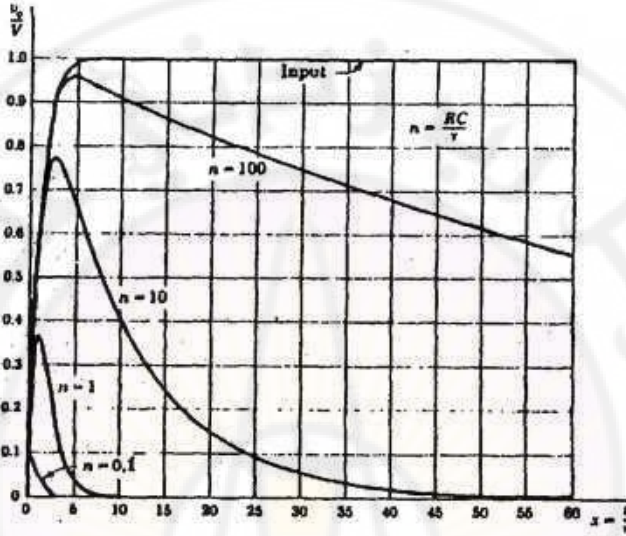
لنكتب الحل الرياضي لهذه المعادلة في الحالتين التاليتين وذلك بافتراض أن الجهد الابتدائي للمكثف يساوي صفراً:

(أ) - حالة ($RC \neq \tau$) يكون:

$$v_o = \frac{VRC}{\tau - RC} (e^{-\frac{t}{\tau}} - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (2-22)$$

(ب) - حالة ($RC = \tau$) يكون:

$$v_o = V \frac{t}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2-23)$$



شكل 2-27- يبين استجابة دائرة تفاضل ($R-C$) لإشارة أُسية

وبعد رسم العلاقات المبينة سابقاً نحصل على أشكال إشارة الخرج حسب ما يبدو في الشكل 2-27 من أجل عدة قيم من (RC / τ) . فعند زمن t صغير نسبياً أي في منطقة مجاورة للمبدأ فإن إشارة الخرج تتبع إشارة الدخل، ويتفق ارتفاع ذروة إشارة الخرج مع ثابت الزمن RC . وفي حال ($\tau = RC$) وبدراسة تفاضل المعادلة (2-23) نلاحظ أن v_o يمر بقيمة عظمى وذلك من أجل ($t = \tau$) وتساو:

$$V_{o(max)} = V/e = V/2.71828 = 0.37 V$$

ونلاحظ أن إشارة الخرج هذه قد أصبحت نبضة ضيقة جداً.

8-2-2- تطبيق إشارة أسية على دائرة تكامل (R - C):

لتكن لدينا إشارة أسية من النوع المبين بالعلاقة التالية:

$$v_i = V (1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}})$$

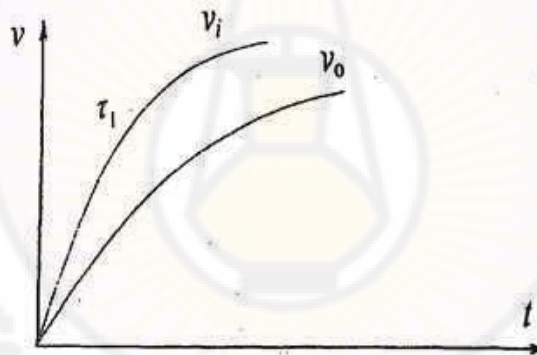
حيث:

($\tau_1 = R_1 C_1$) هو ثابتها الزمني. ولنطبق هذه الإشارة على دائرة تكامل ذات ثابت

زمني ($\tau_2 = R_2 C_2$) حسب ما يبدو على الشكل 28-2. يمكن، من المعادلتين

السابقتين (2-22) و (2-23)، أن نستنتج معادلة إشارة الخرج في الحالتين التاليتين:

($\tau_2 = \tau_1$) و ($\tau_2 \neq \tau_1$).



شكل 28-2- تطبيق إشارة أسية على دائرة تكامل (R - C)

يمكن أن نستنتج زمن الصعود t_{r1} الخاص بإشارة الدخل وزمن الصعود t_{r2} الخاص

بالدائرة التكاملية من العلاقتين التاليتين: ($t_{r1} = 2.2 \tau_1$) وكذلك ($t_{r2} = 2.2 \tau_2$). إن

زمن صعود إشارة الخرج t_r يختلف كلياً عن زمن صعود إشارة الدخل والسبب في

ذلك هو تأثير زمن صعود الدارة ($\tau_2 = R_2 C_2$). بحسب t_r من العلاقة التالية:

$$t_r = \sqrt{t_{r1}^2 + t_{r2}^2} \quad (2-24)$$

يعني هذا أن قراءتنا لزمن صعود إشارة تظهر على شاشة جهاز راسم إشارة هي أكبر من زمن الصعود الحقيقي لهذه الإشارة والسبب في ذلك هو زمن الصعود t_{r2} لدائرة مدخل راسم الإشارة.

ملاحظة:

يمكن إهمال تأثير t_{r2} إذا كان: $(t_{r1} > 3 t_{r2})$.

9-2-2- تطبيق إشارة مسح (إشارة متزايدة خطياً) على دائرة تفاضل $(R - C)$:

عند تطبيق الإشارة الممثلة بالعلاقة $(V_i = \alpha t)$ على دائرة تفاضل $(R - C)$ فإن جهد الخرج يخضع للعلاقة 20-3 وينتج:

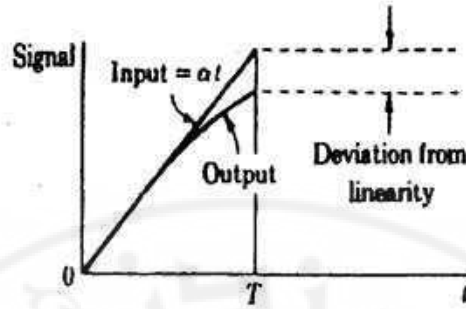
$$\alpha = \frac{v_o}{RC} + \frac{dv_o}{dt} \quad (2-25)$$

ويكون حل هذه المعادلة من أجل: $(v_o = 0)$ عند $(t = 0)$ هو من الشكل:

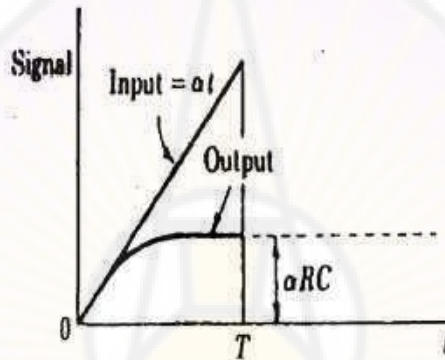
$$v_o = \alpha RC (1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (2-26)$$

يبين الشكل 29-2 إشارتي الدخل والخرج في حالة: $(RC \gg T)$ ، ويبين الشكل 30-2 إشارتي الدخل والخرج في حالة: $(RC \ll T)$. نلاحظ أن إشارة الخرج تبدأ مع إشارة الدخل ثم تنحرف عنها وتكون سرعة انحرافها متناسبة مع (RC) (وفي النهاية، وبعد قيمة كبيرة من T نسبياً ينتج:

$$V_o = \alpha RC \quad (2-27)$$



شكل 2-29- استجابة تفاضلية لإشارة مسح في حال ($RC \gg T$)



شكل 2-30- استجابة تفاضلية لإشارة مسح في حال ($RC \ll T$)

2-2-10- تطبيق إشارة مسح (إشارة متزايدة خطياً) على دائرة تكامل ($R-C$):

ليكن لدينا إشارة مسح من النوع ($v_i = \alpha t$) مطبقة على دائرة تكامل ($R-C$) حسب الشكل 2-31. يتم توزيع الجهد v_i على كل من R و C بحسب المعادلة 3-26 كما يلي:

$$v_R = \alpha RC \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

وحيث إن:

$$v_C = v_i - v_R$$

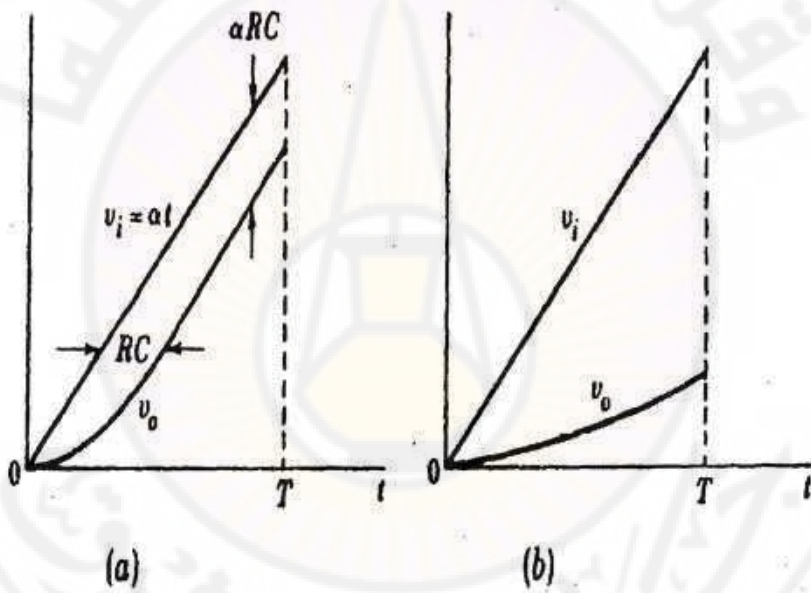
ينتج:

$$v_C = \alpha (t - RC) + \alpha RC e^{-\frac{t}{RC}}$$

ويمثل الشكل (2-31-آ-ب) هذه المعادلة في حالتين:

(آ) - RC صغيرة بالنسبة إلى زمن محدد T .

(ب) - RC كبيرة بالنسبة إلى زمن محدد T .



شكل 2-31- استجابة دائرة تكامل لإشارة مسح

الفصل الثالث

السلوك العابر للترانزستورات BJT و MOSFET

3-1- مقدمة:

يُعرف السلوك العابر أو زمن التبديل في العناصر الإلكترونية بالزمن اللازم والذي يُكمل العنصر الإلكتروني خلاله الانتقال من حالة مستقرة أولى إلى حالة مستقرة ثانية. يعتبر السلوك العابر من الظواهر الهامة الواجب دراستها وتحديد العوامل المؤثرة بها ذلك أنها تحدد الخصائص الترددية للعناصر الإلكترونية، وبمعنى آخر فإنها تحدد التردد الأعظم الذي يمكن أن تعمل عنده هذه العناصر. وتبعاً للتركيب التكنولوجي لهذه العناصر فإن العاملين الأساسيين المؤثرين في أزمنة التبديل هما:

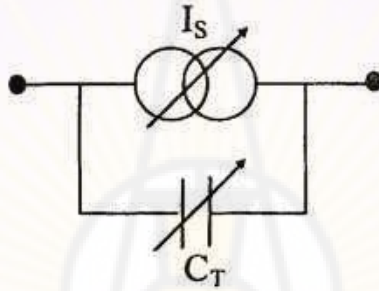
1- الأبعاد الجيومترية (الهندسية) للأقطاب المشكلة للعنصر الإلكتروني.

2- عمق ونوعية الإشابة لهذه الأقطاب.

يلعب العاملان السابقان دوراً هاماً في تحديد قيمة المركبات الطفيلية ولاسيما السعوية منها المرافقة للتركيب التكنولوجي للعنصر حيث إن انتقال هذا العنصر من حالة مستقرة أولى إلى حالة مستقرة ثانية (من حالة القطع إلى حالة الوصل أو بالعكس)، تبعاً لشروط الانحياز المطبقة على أقطابه يتعلق بالثابت الزمني لعملية الشحن أو التفريغ للمركبات السعوية التي يمكن ملاحظتها في الدارة المكافئة للعنصر والمتعلق بدوره من جهة، بقيعة السعات الطفيلية وقيمة المكثفات الخارجية المرتبطة بدارة العنصر الإلكتروني، ومن جهة ثانية بقيعة المقاومات الطفيلية وقيمة المقاومات الخارجية لدارة الانحياز لهذا العنصر.

بدايةً وقبل الدخول في دراسة السلوك العابر للترانزستورات ثنائية القطبية BJT وترانزستورات الأثر الحقلّي MOSFET من الضروري التعرف على السلوك العابر للشائتي أو للوصلة p-n.

عندما نطبق على الوصلة p-n جهد انحياز عكسي V_r فإن عرض منطقة الشحنة الفراغية يزداد عن عرضها في حالة التوازن الكهربائي (أي عندما يكون جهد الانحياز المطبق على الوصلة مساوياً للصفر) ويتدفق عبر الوصلة تيار ذو قيمة صغيرة هو تيار التسريب العكسي، وفي هذه الحالة يمكن مكافأة الوصلة بالدارة البينة بالشكل 1-3.



الشكل 1-3 - الدارة المكافئة للشائتي في حالة الانحياز العكسي

يمثل منع التيار في الشكل 1-3 قيمة تيار التسريب العكسي المتدفق عبر الوصلة أما المكثفة C_T فتدعى سعة العبور Transition Capacitance وتناسب قيمتها مع الجهد $(V_{j0} - V_r)$ وتتغير بتغير قيمة الجهد العكسي المطبق وفق المعادلة التالية:

$$C_T = \left| \frac{dQ}{dV_r} \right| \quad (3-1)$$

حيث dQ هو التغير في قيمة الشحنة المختزنة في منطقة الشحنة الفراغية Space charge region نتيجة لتغير الجهد العكسي المطبق dV_r و V_{j0} هو فرق الجهد على جانبي الوصلة في حالة التوازن الكهربائي. ومن جهة ثانية فإن قيمة هذه السعة تُعطى بالعلاقة التالية:

$$C_T = \epsilon \frac{S}{\delta} \quad (3-2)$$

حيث: S: هي مساحة مقطع منطقة الشحنة الفراغية.

δ : هو طول منطقة الشحنة الفراغية.

ϵ : هو ثابت العازلية الكهربائية لنصف الناقل المستخدم.

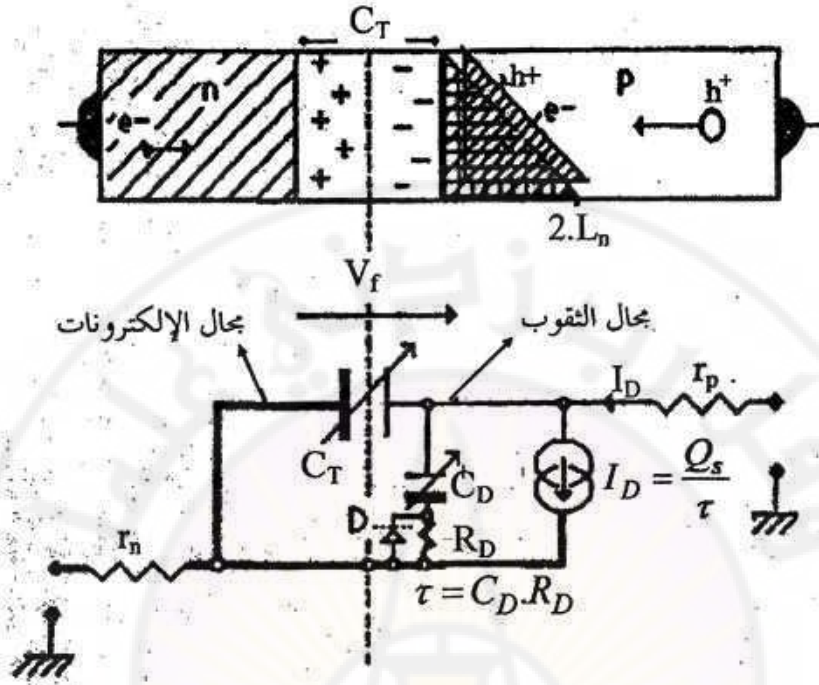
أما عندما نطبق على الوصلة جهد انحياز أمامي V_f فإن الحاجز الكموني للوصلة ينخفض وتندفق إلكترونات من الجانب n باتجاه الجانب p كما تندفق ثقب من الجانب p باتجاه الجانب n مما يؤدي إلى زيادة في تركيز الإلكترونات على الجانب p من الوصلة. تُدعى هذه الزيادة في تركيز الإلكترونات بالشحنة المخزنة Q_s Storage capacitance. إذاً هناك أثر سعوي يدعى بمكثفة الانتشار C_D يعبر عن معدل تغير الشحنة المخزنة Q_s مع جهد الانحياز الأمامي وتعتبر هذه المكثفة أكبر بكثير من مكثفة العبور. تحدّد مكثفة الانتشار الثابت الزمني للثنائي τ والذي يُعطى بالعلاقة:

$$\tau = C_D \cdot R_D \quad (3-3)$$

حيث R_D هي المقاومة المكافئة للثنائي في حالة الانحياز الأمامي.

يلعب الثابت الزمني τ دوراً أساسياً في تحديد زمن العبور للثنائي وبالتالي عمل الثنائي عند الترددات العالية ويمكن أن نستنتج أن قيمته تساوي إلى زمن البقاء الوسطي للحوامل الأقلية والذي يكون من مرتبة تقع بين النانو ثانية ومئات الميكروثانية. كما يمكن أن نستنتج أن قيمة تيار الثنائي تتناسب مع الشحنة المخزنة Q_s للحوامل الأقلية الزائدة. ويكون عامل التناسب هو مقلوب زمن البقاء الوسطي τ لهذه الحوامل وفقاً للمعادلة التالية:

$$I = \frac{Q_s}{\tau} \quad (3-4)$$



الشكل 2-3- الدارة المكافئة للثنائي في حالة الانحياز الأمامي

مما تقدم يمكن رسم الدارة المكافئة للثنائي في هذه الحالة كما هو موضح بالشكل 2-3 حيث r_n , r_p هما مقاومتا نصف الناقل من الجانب n و الجانب p على التوالي.

ومن أجل دراسة السلوك العابر للثنائي عند انتقاله من حالة القطع إلى حالة الوصل سوف نعتبر الدارة في الشكل a-3-3 حيث تتغير إشارة الدخل كما هو موضح بالشكل b-3-3 بين القيمتين $+E_2$, $-E_1$ ، وسوف نعتبر أن المقاومتين r_n , r_p مدججتان بمقاومة الحمل R . يمكن واستناداً لما تقدم يمكن شرح هذه الحالة العابرة كما يلي:

في الفترة الزمنية قبل اللحظة t_1 تكون قيمة تركيز حوامل الأقلية سالبة أي أن هناك انعدام في حوامل الشحنة على جانبي الوصلة ($Q_s < 0$) ويكون التيار المار في الدارة مساوياً لتيار التسريب العكسي، ويكون الجهد الهابط على طرفي الثنائي هو جهد

الدخل أي $[(V_d = e(t) = E_1)]$ ، وفي هذه المرحلة تكون المكثفة المسيطرة هي مكثفة العبور. وعند انتقال جهد الدخل من قيمته السالبة E_1 إلى القيمة الموجبة E_2 ، نلاحظ بداية ارتفاع في قيمة التيار الذي يجتاز الدارة إلى قيمة عابرة ناتجة عن مجموع الجهودين التاليين: جهد الدخل E_2 والجهد الهابط على طرفي الثنائي في هذه اللحظة E_1 ، وتكون قيمة هذا التيار $I_d = \frac{(E_1 + E_2)}{R}$ ثم يبدأ هذا التيار بالانخفاض بثابت زمني $\tau_1 = C_T.R$ ، كما يبدأ تركيز حوامل الأقلية بالتزايد لتصبح مساوية إلى قيمتها في حالة التوازن الكهربائي ($Q_s = 0$) في اللحظة ($t = 0$)، أما الجهد الهابط على طرفي الثنائي فيبدأ أيضاً بالتزايد.

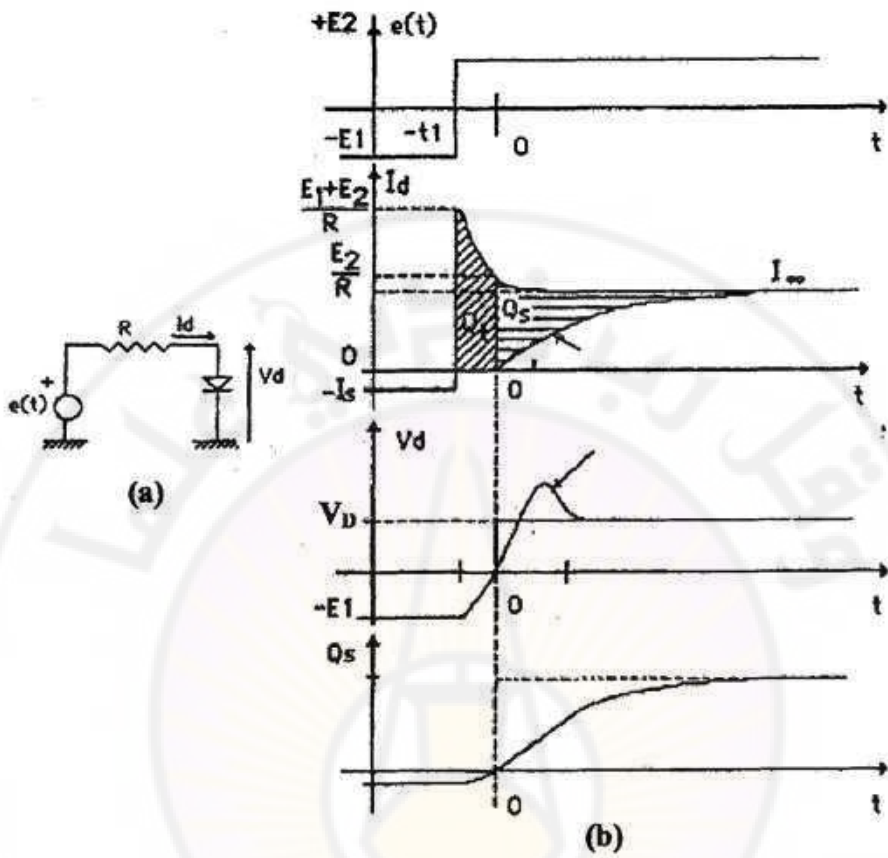
بعد اللحظة $t = 0$ ، يبدأ تركيز حوامل الأقلية بأخذ قيم موجبة ($Q_s > 0$) وبثابت زمني $\tau = C_D.R$. كما يواصل الجهد الهابط على طرفي الثنائي بالتزايد. وعند الانتهاء من الحالة العابرة فإن الجهد على طرفي الثنائي يصبح مساوياً للقيمة V_D أما التيار المار في الدارة فيأخذ القيمة $[I_d = \frac{(E_2 - V_D)}{R}]$. وتساوي قيمة الشحنة المختزنة في الثنائي ($Q_s = I_d.\tau$).

استناداً لما تقدم يمكن حساب الزمن اللازم لانتقال الثنائي من حالة القطع إلى حالة الوصل بمجموع الزمنين:

$$(t_1 + \tau \approx R.C_T + \tau)$$

لدراسة السلوك العابر للثنائي عند انتقاله من حالة الوصل إلى حالة القطع سوف نعتبر الدارة في الشكل a-4-3 وإشارة الدخل $e(t)$ الموضحة بالشكل b-4-3.

عندما تكون إشارة الدخل في المستوى المرتفع E_2 فإن اتيار المار في الدارة يساوي تقريباً $(I_d = \frac{E_2}{R})$ ، ويكون الجهد الهابط على طرفي الثنائي مساوياً للقيمة V_D أما تركيز حوامل الأقلية فيكون أعظماً ومساوياً إلى $(Q_s = I_d.\tau)$.

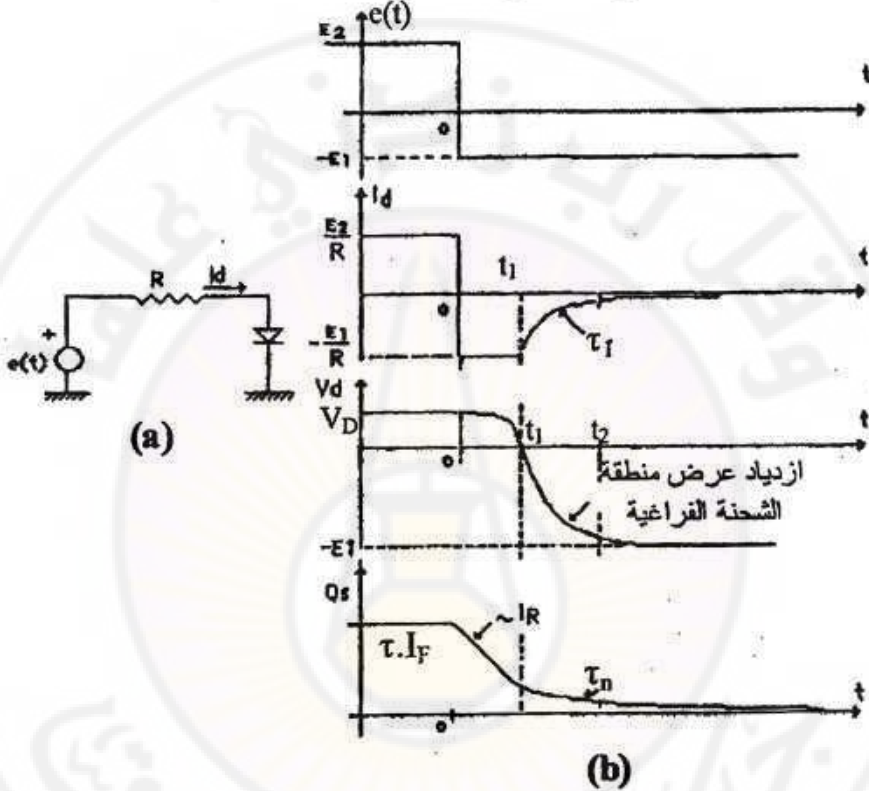


الشكل 3-3- السلوك العابر للثنائي عند الانتقال من حالة القطع إلى حالة الوصل
 عندما تنتقل إشارة الدخل إلى المستوى المنخفض فإن قيمة التيار المار في الدارة
 يعكس اتجاهه مباشرة ويأخذ قيمة مساوية إلى $(I_R = -\frac{E_1}{R})$ ويحافظ على هذه القيمة
 طالما أن $(Q_s > 0)$ وهو ناتج عن الحوامل الأقلية الزائدة في الجانب p من الوصلة، أما
 التناقص في قيمة هذه الحوامل فتعطي بالعلاقة التالية:

$$\frac{dQ_s(t)}{dt} = -I_R - \frac{Q_s}{\tau} \quad (3-5)$$

وعلى افتراض أن $(I_F \approx I_R)$ فإن قيمة هذه الشحنة تصبح قريبة من الصفر
 وذلك عند اللحظة $(t_1 = \frac{\tau}{2})$. وبعد اللحظة t_1 يتناقص تركيز حوامل الأقلية حيث

تصبح قيمتها ($Q_s < 0$) كما أن قيمة التيار تزداد بثابت زمني ($\tau_1 = C_T.R$) لتبلغ القيمة I_s في نهاية زمن التبديل، على حين وخلال هذه الفترة ينخفض الجهد على طرفي الثنائي بنفس الثابت الزمني τ_1 ليصبح مساوياً في نهاية هذا الزمن للقيمة $-E_1$.



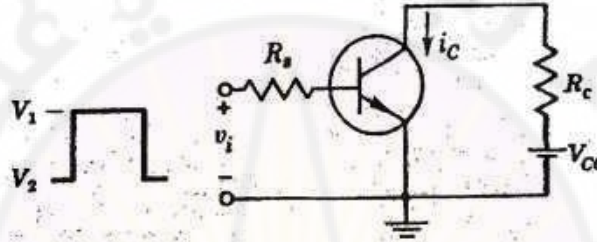
الشكل 3-4- السلوك العابر للثنائي عند الانتقال من حالة الوصل إلى حالة القطع

يسمى الزمن الفاصل بين النقطتين t_1 , t_2 بزمن التخزين (Storage time) وهو الزمن اللازم للتخلص من الزيادة في حوامل الأقلية، ويدعى الزمن من اللحظة t_1 وحتى نهاية زمن التبديل بزمن العبور (Transition time) وبالتالي فإن زمن التبديل

$$\text{يساوي مجموع الزمنين السابقين أي يساوي } \left(\frac{\tau}{2} + \tau_1 \right).$$

2-3- السلوك العابر للترانزستور BJT^[5]:

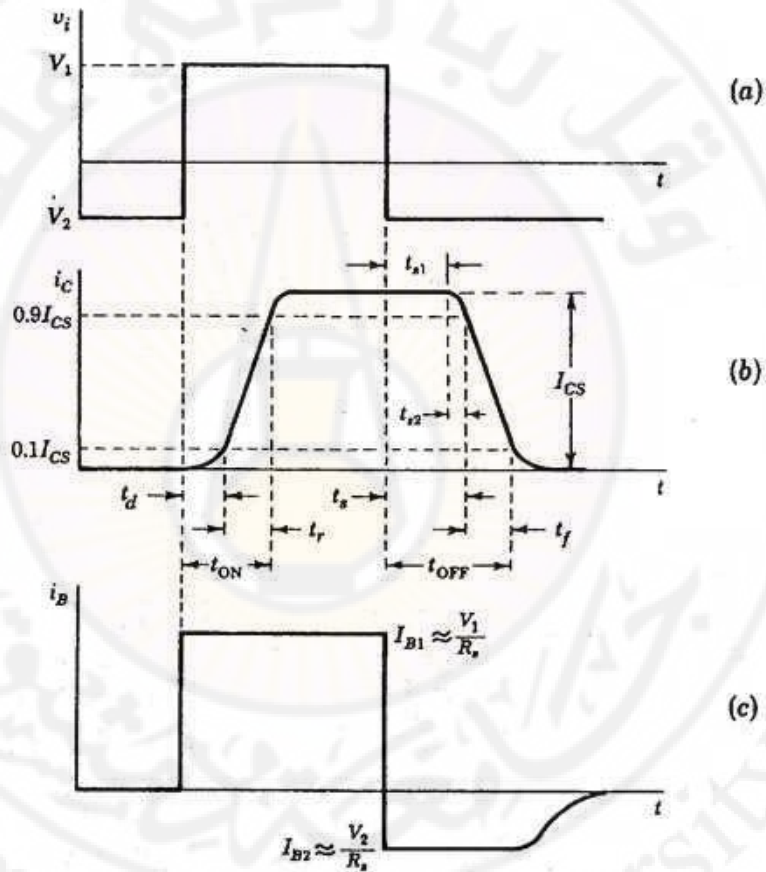
سنقوم بدراسة سلوك الترانزستور عندما ينتقل من حالة ما (قَطْع أو إشباع) إلى الحالة الأخرى. لنعبر الدارة المبينة في الشكل 3-5 حيث يطبق على مدخلها إشارة نبضة تنتقل بين مستويي جهد V_1 و V_2 . من أجل ترانزستور $n-p-n$ يكون V_1 موجباً ويكون V_2 سالباً عادة (يمكن أن يكون V_2 عند جهد موجب صغير).



شكل 3-5- موجة نبضية تعمل بين مستويين V_1 و V_2 لبقود الترانزستور بين حالتي قَطْع وإشباع

عند الجهد V_2 يكون الترانزستور بحالة قطع وعند الجهد V_1 يكون الترانزستور بحالة إشباع. تطبق إشارة الدخل هذه بين القاعدة والباعث عبر المقاومة R_B ، التي يمكن أن تضاف خارجياً في الدارة أو يمكن أن تمثل ممانعة الخرج لمنبع الإشارة. إن استجابة تيار المجمّع (i_C) لموجة الدخل بينها الشكل 3-6-b الذي تظهر عليه العلاقات الزمنية لموجة التيار ويبدو أن التيار لا يستجيب مباشرة لإشارة الدخل. نلاحظ أن هناك تأخيراً، وأن الزمن الذي ينقضي خلال هذا التأخير بالإضافة إلى الزمن المطلوب لكي يرتفع التيار إلى 10% من قيمته العظمى (تيار المجمّع عند الإشباع) وهو ($I_{CS} = V_{CS}/R_C$)، يدعى زمن التأخير t_d (delay time, t_d).

إن لموجة التيار زمن صعود t_r (Rise time, t_r) لا يساوي الصفر وهو الزمن المطلوب للتيار لكي يزداد من 10 % إلى 90 % من قيمة تيار الإشباع I_{CS} . إن زمن التوصيل الكلي (turn-on time, t_{ON}) يساوي إلى مجموع زمن التأخير وزمن الصعود $(t_{ON} \equiv t_r + t_d)$.



شكل 3-6-

a- إشارة الدخل، b- تيار المجموع، c- تيار القاعدة

وعندما تعود إشارة الدخل إلى حالتها البدائية فإن التيار لا يستجيب لهذا التغير مباشرة. إن الفترة الزمنية التي تنقضي بين تحول موجة الدخل والزمن الذي يهبط عنده

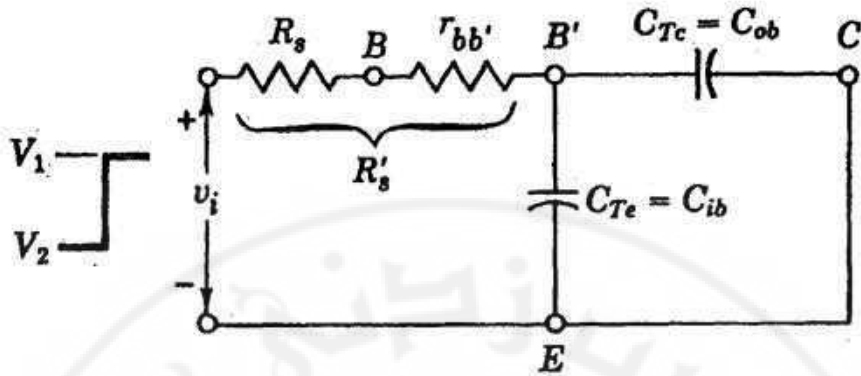
التيار i_C إلى 90 % من قيمة I_{CS} يدعى زمن التخزين t_S (Storage time, t_S).
 إن فترة التخزين يتبعها زمن الهبوط t_f (Fall time, t_f) وهو الزمن المطلوب لكي
 يهبط التيار i_C من 90 % إلى 10 % من قيمة التيار I_{CS} . إن ما يسمى بزمن القطع (t_{OFF})
 turn-off time, t_{OFF}) يساوي إلى مجموع زمن التخزين وزمن الهبوط ($t_{OFF} \equiv t_S + t_f$)

سنناقش فيما يلي الأسباب الفيزيائية لوجود كل من هذه الأزمان وكيفية
 تحديدها.

3-2-1- حساب زمن التأخير:

هناك ثلاث عوامل تسهم في حدوث زمن التأخير. أولاً، هناك تأخير ينتج عن
 حقيقة أنه عندما تطبق إشارة دخل على مدخل الترانزستور فإن ساعات الوصلة
 (junction capacitances) تحتاج إلى زمن محدود لكي تُشحن، وهكذا فإن
 الترانزستور ينتقل من منطقة القطع (cutoff region) إلى المنطقة الفعالة
 (active region). ثانياً، وحتى عندما ينتقل الترانزستور إلى حالة تبدأ فيها الحوامل
 الأقلية بعبور وصلة الباعث إلى القاعدة فإن الأمر يتطلب وقتاً محدوداً قبل أن تتمكن
 هذه الحوامل من عبور منطقة القاعدة إلى وصلة المجمع لتشكيل تيار المجمع. وأخيراً، فإن
 هناك وقتاً محدوداً مطلوب لتيار المجمع قبل أن يرتفع إلى 10 % من قيمته العظمى.
 سنرى بأن هناك مطابقة تامة بين تيار المجمع والشحنة الزائدة المخزنة في القاعدة. إن
 زمن تأخير تيار المجمع هو الزمن المطلوب من أجل تكوين الشحنة المطلوبة للقاعدة.

لنعتبر الآن الحالة الأولى التي تساهم في وجود زمن التأخير t_d . لنستبدل
 الترانزستور بالنموذج المكافئ له (Hybrid-II)، وحيث إن الترانزستور يعمل عند
 حالة القطع وإنه تممنا دراسة الاستجابة أمام الموجة السريعة، فإن الدارة Hybrid-II
 يمكن أن تُختصر إلى الدارة المبينة في الشكل 3-7.



شكل 7-3 - دائرة hybrid-II من أجل حساب الزمن المطلوب
لإخراج الترانزستور من منطقة القطع

إن قاعدة الانتشار للقاعدة $r_{bb'}$ (Base-spreading resistance, $r_{bb'}$) مضافة إلى المقاومة R_s تشكلان الممانعة الكلية التي يراها منبع الإشارة ونرمز لها بما يلي: $(R_s' \equiv R_s + r_{bb'})$. إن المقاومة $r_{b'e}$ التي تتناسب عكسياً مع تيار الباعث هي كبيرة جداً ويمكن إهمالها.

إن سعة الانتشار للباعث (Emitter diffusion capacitance) تتناسب مباشرة مع التيار الساكن للباعث (Quiescent Emitter current) ويمكن إهمالها عند القطع. ومنه فإن $(C_e = C_{b'e})$ تُختزل إلى سعة العبور C_{Te} لوصلة الباعث (Emitter-junction transition capacitance, C_{Te}). إن السعة يمكن أن تقاس بين الطرفين B و E (بإهمال المقاومة الصغيرة نسبياً $r_{bb'}$). بمجمّع دائرة مفتوحة. ويمكن أن يشار إليها أيضاً بالرمز C_{ib} وهي سعة العبور للمدخل في حال القاعدة المشتركة. إن المقاومة $r_{b'e}$ تكون كبيرة بما يكفي عادة وتحمّل حتى في المنطقة الفعالة، فيبقى بين B' و C فقط سعة العبور للمجمّع: $(C_{Tc} = C_{b'e} = C_{ob})$. إن توصيلية العبور g_m (Transconductance, g_m) تساوي صفراً عند القطع وبالتالي

يمكن إلغاء المولد " $g_m v_{b'e}$ ". وإن المجمع قد قُصِّر إلى الباعث وذلك لأنه في مجال القطع لا يتغير جهد المجمع.

إن زمن شحن المكثف t_{d1} يحسب بسهولة من الشكل 7-3. إن جهد المجمع يبدأ عند V_2 ويتابع نحو V_1 :

$$v_{b'e} = V_1 + (V_2 - V_1) e^{-t/\tau_i} \quad (3-6)$$

حيث:

$$\tau_i \equiv R'_S (C_{ib} + C_{ob}) \quad (3-7)$$

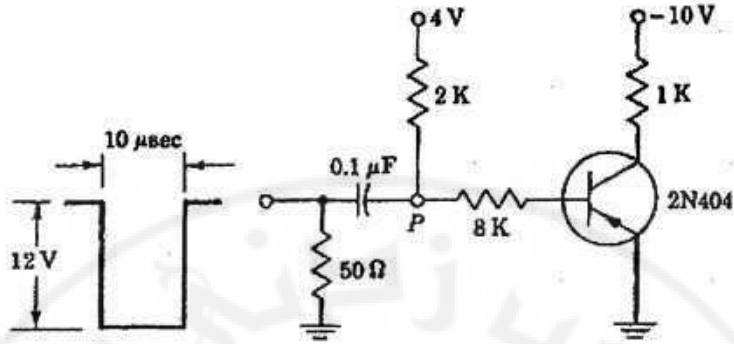
هو ثابت زمن المدخل عند القطع. من المعروف أن ثنائي الباعث يتطلب جهد قطع ضمني أمامي V_γ (forward cutin voltage, V_γ) قبل أن يكون ممكناً مرور تيار كبير، وإن القيم المقبولة من أجل V_γ هي 0.1 V للجرمانيوم و 0.5 V للسيليكون. وبتبديل $v_{b'e}$ بالجهد V_γ في المعادلة 6-3 يمكن أن نجد من أجل ($t = t_{d1}$):

$$t_{d1} = R'_S (C_{ib} + C_{ob}) \ln (V_1 - V_2) / (V_1 - V_\gamma) \quad (3-8)$$

من أجل قيم كبيرة من V_1 بالمقارنة مع V_2 و V_γ تصبح t_{d1} صغيرة جداً. وكذلك، إذا كان الترانزستور في البداية ليس بحالة قطع جيد أي ($V_2 \approx V_\gamma$) فإن t_{d1} تقترب من الصفر.

مثال 3-1:

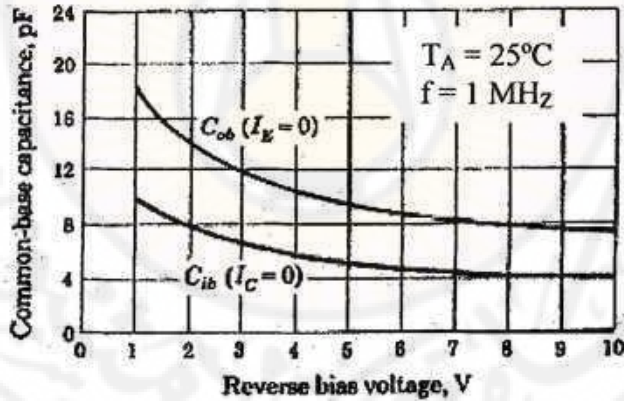
يبين الشكل 8-3 نبضة سالبة تطبق على مدخل الدارة عبر كابل (50Ω) والمطلوب حساب الزمن t_{d1} .



شكل 8-3

الحل:

يبين الشكل 9-3 ساعات العبور كتابع لجهد الوصلة. إن هذه الساعات ليست ثابتة وهذا مما يعقد من طريقة حساب زمن التوصيل الكلي (turn-on time, t_{ON}).



شكل 9-3

سنكتفي، في مثالنا هذا، بفرض قيم ثابتة لهذه الساعات، ومن أجل أن تكون نتيجتنا في جانب الأمان سنفترض أن هذه الساعات تساوي إلى القيم العظمى التي تنتج أثناء دورة

التبديل. وبسبب التغيرات في معاملات الترانزستور فإنه من الصعب الوصول إلى حسابات أكثر دقة.

في حالة القطع الساكنة، يكون جهد القاعدة/الباعث هو ($V_2 = +4 \text{ V}$). وحيث إن الجهد من المجمع إلى الباعث هو (-10 V) يكون جهد وصلة المجمع هو (-14 V). من الشكل 9-3 نجد ($C_{ib} = 6 \text{ pF}$) و ($C_{ob} = 7 \text{ pF}$). وعندما يصبح الترانزستور عند حدود التوصيل يكون ($v_{be} = V_y = -0.1 \text{ V}$) ويكون جهد وصلة المجمع هو (-9.9 V). ومن الشكل 9-3 يمكن أن نقرأ أن ($C_{ib} = 12 \text{ pF}$) و ($C_{ob} = 7 \text{ pF}$). يبدو هنا أن C_{ob} بقيت ثابتة بينما تضاعفت قيمة C_{ib} بسبب تغير الجهد ضمن المجال المذكور. إن الحالة الأسوأ للسعة الكلية هي:

$$(C_{ib} + C_{ob} = 12 + 7 = 19 \text{ pF})$$

وحيث إن ثابت زمن دائرة الربط يساوي $[(0.1) (2,000) = 200 \text{ } \mu\text{sec}$] وهو كبير جداً بالمقارنة مع عرض النبضة الذي يساوي ($10 \text{ } \mu\text{sec}$)، لذا فإن النبضة ستظهر عند النقطة P بتشوه بسيط. وفي الحالة الساكنة يساوي الجهد عند النقطة P إلى ($+4 \text{ V}$) ومنه فإن وجود النبضة سينقص الجهد إلى ($+4 - 12 = -8 \text{ V}$)، وسيكون هذا حيثخذ قيمة الجهد V_1 .

إذا كانت ($r_{bb'} \approx 100 \text{ } \Omega$)، فإن ($R'_S \approx R_S = 8 \text{ K}$). من المعادلة 3-8

وحيث إن ($V_y = -0.1 \text{ V}$) يكون الزمن t_{d1} :

$$t_{d1} = (8) (19) (2.3) \log [(-8 - 4) / (-8 + 0.1)] = 64 \text{ nsec}$$

ملاحظة:

لنبحث الآن في حساب الزمن t_{d2} المطلوب من أجل أن تصل الحوامل الأقلية الأولى إلى المجمع. ففي الحالة الساكنة، يعطى زمن العبور عبر القاعدة للحوامل الأقلية بالعلاقة: ($t_b = 1 / \omega_T$) حيث ($\omega_T = 2 \pi f_T$)، أما f_T فهو حاصل جداء (الريح $\times$

عرض النطاق) لدارة باعث مشترك، أو بتعبير آخر هو التردد الذي يكون عنده ربح التيار للباعث المشترك يساوي الوحدة. وعلى أية حال، عندما تُحقن الحوامل الأقلية أولاً في القاعدة لا يكون توزع الحوامل هو توزع الحالة الساكنة. وقد وُجد، حينئذٍ، أن الحوامل الأولى تظهر عند المجمّع في زمن:

$$(t_{d2} \approx \frac{1}{3} t_b) \quad (3-9)$$

أما الآن، ومن أجل أن نتم حساب زمن التأخير t_d يجب حساب الزمن t_{d3} وهو الزمن المطلوب لكي يرتفع تيار الترانزستور إلى 10 % من قيمته العظمى، وهنا يجب الانتباه إلى حساب زمن الصعود t_r في المنطقة الفعالة.

3-2-2- حساب زمن الصعود :

لنعتبر الحالة التي يقاد فيها الترانزستور نحو الإشباع بتطبيق قفزة من التيار I_{B1} (Step of current) على قاعدة الترانزستور. إذا كانت المقاومة R_S في الشكل 3-5 كبيرة جداً بالمقارنة مع الممانعة التي تظهر بين القاعدة والباعث، فإن التيار I_{B1} يساوي حينئذٍ إلى: $[I_{B1} = (V_1 - V_2) / R_S]$. ويمكن تحديد تيار المجمّع وفق المعادلة التالية بفرض أن $(R_S \gg h_{ie})$:

$$i_C = h_{FE} I_{B1} (1 - e^{-t/\tau_r}) \quad (3-10)$$

حيث τ_r هو ثابت زمن تزايد التيار ويعطى بالمعادلة التالية:

$$\tau_r = h_{FE} [(1 / \omega_T) + C_C R_C] \quad (3-11)$$

حيث ω_T هو التردد الراديائي (Radian frequency) الذي يكون ربع التيار عنده مساوٍ إلى الواحد. أما C_C هي سعة العبور (Transition capacitance) للمجمع: $(C_C = C_{ob})$.

لقد استخدمنا هنا h_{FE} بدلاً عن h_{fe} في المعادلتين 3-10 و 3-11 لأننا نتوقع تطبيق هاتين المعادلتين في حالة الإشارة الكبيرة المطابقة لعملية التبديل من حالة القطع إلى حالة الإشباع. يبين المنحنى المقطع في الشكل 3-10 تمثيلاً للمعادلة 3-10. حيث يحدد الخط المقطع تيار المجمع في ترانزستور nnp إذا كان الترانزستور غير مشبع. سيغادر الترانزستور المنطقة الفعالة ويدخل الإشباع إذا كان تيار القاعدة هو I_{BA} حيث يعطى I_{BA} بالعلاقة التالية:

$$h_{FE} I_{BA} \equiv I_{CS} = V_{CC} / R_C \quad (3-12)$$

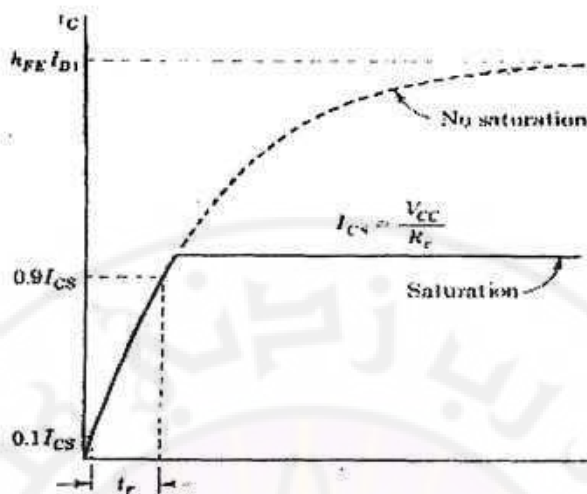
حيث I_{CS} هو تيار المجمع عند الإشباع. تحت هذه الظروف يتحدد تيار المجمع بالخط المتواصل المبين على الشكل 3-10 حيث يتحدد زمن الصعود t_r أيضاً على هذا الشكل. يعطى الزمن $t_{0.1}$ الذي عنده يرتفع تيار المجمع إلى $0.1 I_{CS}$ اعتماداً على المعادلة 3-10:

$$t_{0.1} = \tau_r \ln \frac{1}{1 - \frac{0.1}{N_1}} \quad (3-13)$$

حيث:

$$N_1 \equiv h_{FE} I_{B1} / I_{CS} \quad (3-14)$$

إن N_1 يمكن أن تُكتب كما يلي: $[N_1 = I_{B1} / (I_{CS} / h_{FE}) = (I_{B1} / I_{BA})]$



شكل 10-3- الخط المقطع يمثل تيار المجموع في ترانزستور npn إذا كان الترانزستور غير مشبع. أما في حال أن $I_{B1} > I_{CS}/h_{FE}$ فإنه يحدث عندها الإشباع ويتحدد التيار وفقاً لقيمة V_{CC}/R_C كما يبينه الخط المتواصل

وتمثل هذه الكمية نسبة تيار القاعدة الفعلي إلى تيار القاعدة الذي يناسب تماماً تحقيق حالة الإشباع. ومنه فإن N_1 تسمى بعامل التجاوز (*overdrive factor*). يجب أن تساوي N_1 الواحد على الأقل إذا كان على الترانزستور أن يدخل حالة الإشباع. إن الزمن $t_{0.9}$ الذي يرتفع عنده تيار المجموع إلى $0.9 I_{CS}$ يعطى بالمعادلة 3-13 حيث يُستبدل العدد 0.1 بالعدد 0.9 . إن زمن الصعود t_r المطلوب من أجل أن يرتفع i_C من $0.1 I_{CS}$ إلى $0.9 I_{CS}$ يعطى بالمعادلة التالية:

$$t_r = t_{0.9} - t_{0.1} = \tau_r \ln \frac{1 - \frac{0.1}{N_1}}{1 - \frac{0.9}{N_1}} \quad (3-15)$$

يمكن تبسيط هذه النتيجة إذا كان الترانزستور قد دخل بعمق في حالة الإشباع. وحيث إن:

$$\ln(1+x) = x - x^2/2 + x^3/3 + \dots$$

فإنه يمكن نشر المعادلة 3-15 لتصبح:

$$t_r = \frac{0.8\tau_r}{N_1} \left(1 + \frac{0.50}{N_1} + \frac{0.30}{N_1^2} + \dots\right) \quad (3-16)$$

ومن أجل ($N_1 \gg 1$) ينتج:

$$t_r \approx \frac{0.8\tau_r}{N_1} = 0.8 \frac{\tau_r I_{CS}}{h_{FE} I_{B1}} \quad (3-17)$$

نلاحظ أنه من أجل هذا الشرط للتجاوز الكبير فإن زمن الصعود لا يعتمد على h_{FE} لأن (τ_r / h_{FE}) لا يعتمد على h_{FE} (وفق المعادلة 3-16). ولهذا السبب، وحيث إن t_r يتغير عكسياً مع I_{B1} ، من المفيد أن ندخل الترانزستور كثيراً في حالة الإشباع بتيار قاعدة كبير إذا كنا نرغب بتصغير زمن التوصيل ($Turn-on\ time$). نرى، من المعادلة 3-16، أنه إذا كان ($N_1 \geq 5$) تكون نسبة الخطأ في حساب زمن الصعود 11% أو أقل إذا تم حساب زمن الصعود هذا اعتماداً على المعادلة 3-17.

مثال 2-3:

في الدارة المبينة في الشكل 3-8، و بفرض أن ($f_T = 10\text{ MHz}$) و ($h_{FE} = 100$). المطلوب حساب:

أ- زمن الصعود t_r

ب- الزمن t_{d3} الذي يحتاجه تيار المجمع من أجل الصعود إلى 10 % من قيمة التيار I_{CS} .

الحل:

آ- من المعادلة 3-11 نكتب:

$$\frac{\tau_r}{h_{FE}} = \frac{1}{(2\pi)(10) \times 10^6} + (7)(10^{-12})(10^3) \text{ Sec} = 23 \text{ nSec}$$

إن تيار الإشباع للمجمع I_{CS} يساوي:

$$I_{CS} = -V_{CC} / R_C = -10 \text{ mA}$$

وإن الترانزستور سيدخل حالة الإشباع عند تيار قاعدة I_{BA} :

$$I_{BA} = I_{CS} / h_{FE} = -10 / 100 = -0.1 \text{ mA}$$

إن تيار القاعدة الفعلي هو I_{b1} ويساوي إلى:

$$I_{b1} = (V_1 - V_a) / R_S = -7.7 / 8 \approx -0.96 \text{ mA}$$

وبموجب ذلك يكون عامل التجاوز:

$$N_1 = I_{b1} / I_{BA} \approx 10$$

فيمكننا أن نستخدم المعادلة المبسطة 3-17 فينتج:

$$t_r = (0.8) (23) (-10 / -0.96) = 186 \text{ nSec}$$

لاحظ بأن المعامل الأهم الذي يعتمد عليه زمن الصعود هو f_T .

ب- حيث إن التجاوز كبير جداً، يكون صعود تيار المجمع خطياً تماماً كما يبينه الشكل 3-10. لذلك يكون الزمن المطلوب للصعود إلى 10 % من قيمة I_{CS} هو $(\frac{1}{8})$ الزمن المطلوب للتيار ليرتفع من 10 % إلى 90 % من قيمة I_{CS} ، ومنه:

$$t_{0.1} = t_{d3} = 186 / 6 = 23 \mu \text{ Sec}$$

يمكننا، الآن، أن نقدر زمن التأخير الكلي كما يلي:

$$t_d = t_{d1} + t_{d2} + t_{d3} = 64 + 5 + 23 = 92 \text{ n Sec}$$

نلاحظ أن زمن التأخير يساوي، تقريباً، نصف قيمة زمن الصعود ويكون زمن التوصيل الكلي (Turn-on time):

$$t_{on} = 186 + 92 = 278 \text{ n Sec}$$

3-2-3- حساب زمن التخزين:

إن عدم تمكن الترانزستور للاستجابة للحافة الهابطة لنبضة القدرح خلال الفترة الزمنية t_s كما يبينه الشكل 3-6 ينتج عن حقيقة أن الترانزستور عندما يكون في حالة الإشباع يكون له شحنة إشباع ذات حوامل أقلية فائضة مخزنة في القاعدة. إن الترانزستور لا يمكن أن يستجيب قبل أن تتم إزالة شحنة الإشباع الزائدة هذه. سنناقش الآن العمليات التي تجري في الترانزستور والتي تؤدي إلى زمن التخزين هذا.

بالرجوع إلى الشكل 3-6 يمكن أن نعتبر أن زمن التخزين يتألف من زمنين، الجزء الأول، t_{s1} وهو الزمن المحدد بدءاً من حدوث نهاية النبضة إلى الزمن الذي يبدأ عنده تغير تيار المجمع. أما الجزء الثاني t_{s2} فهو الزمن المطلوب للتيار i_C لكي يهبط حتى 90 % من I_{CS} . يمكن أن نعطي كلا من هذين الزمنين بالعلاقين التاليين:

$$t_{S1} = \tau_S \ln \frac{I_{B1} - I_{B2}}{I_{BA} - I_{B2}} \quad (3-18)$$

حيث: $(I_{BA} \equiv I_{CS}/h_{FE})$ ، $(I_{B2} \approx V_2/R_S)$ ، $(I_{B1} \approx V_1/R_S)$

$$\tau_S \equiv \frac{\omega_N + \omega_I}{\omega_N \omega_I (1 - \alpha_{N0} \alpha_{I0})} \quad (3-19)$$

$\alpha_{N0} \equiv$ low-frequency current gain (*in the normal direction*)

$\omega_N \equiv$ upper 3-dB radian frequency (*in the normal direction*)

$\alpha_{I0} \equiv$ low-frequency current gain (*in the inverse direction*)

$\omega_I \equiv$ upper 3-dB radian frequency (*in the inverse direction*)

ويعطى t_{S2} بالعلاقة التالية:

$$t_{S2} = \tau_r \ln \frac{1 + 1/N_2}{1 + 0.9/N_2} \quad (3-20)$$

حيث: τ_r وردت في المعادلة 3-11، وتعطى N_2 بالعلاقة التالية:

$$N_2 \equiv -\frac{h_{FE} I_{B2}}{I_{CS}} \quad (3-21)$$

وحيث إن I_{B2} هو ذو إشارة معاكسة بالنسبة إلى I_{CS} لذلك فإن N_2 هو عدد موجب.

3-2-4- حساب زمن الهبوط:

يُحسب زمن الهبوط t_r بطريقة مماثلة لتلك التي استخدمت في إيجاد زمن الصعود t_r . وأثناء عودة الترانزستور من حدود قرب الإشباع إلى حدود قرب القطع فإنه يمر في المنطقة الفعالة لذلك يكون ثابت زمن الهبوط هو نفسه ثابت زمن الصعود τ_r الذي أعطي في المعادلة 3-11.

ويعطى الزمن $t_{0.9}$ الذي يهبط عنده تيار المجمع حتى $(0.9 I_{CS})$ بالعلاقة التالية:

$$t_{0.9} = \tau_r \ln \frac{1 + \frac{1}{N_2}}{1 + \frac{0.9}{N_2}} \quad (3-22)$$

ويعطى زمن الهبوط t_f المطلوب لكي يهبط تيار المجمع i_C من $(0.9 I_{CS})$ إلى $(0.1 I_{CS})$ بالعلاقة التالية:

$$t_f = t_{0.1} - t_{0.9} = \tau_r \ln \frac{1 + \frac{0.9}{N_2}}{1 + \frac{0.1}{N_2}} \quad (3-23)$$

ومن أجل قيم كبيرة من N_2 يمكن أن ننشر اللوغاريتم ونحصل على ما يلي:

$$t_f = \frac{0.8\tau_r}{N_2} \left(1 - \frac{0.50}{N_2} + \frac{0.30}{N_2^2} - \dots\right) \quad (3-24)$$

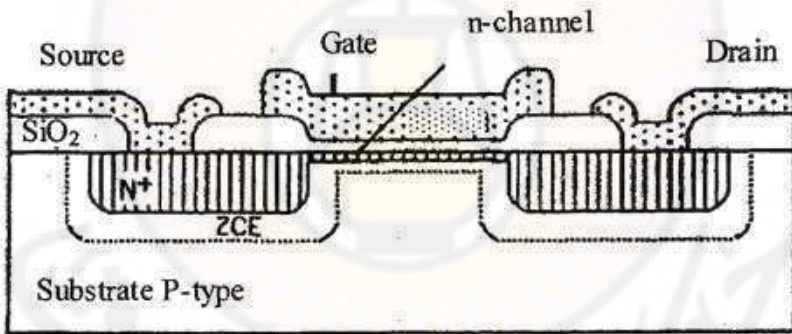
ومن أجل تجاوز كبير في الاتجاه العاكس تكون $(N_2 \gg 1)$ ينتج حينئذ:

$$t_f \approx \frac{0.8\tau_r}{N_2} = -0.8 \frac{\tau_r}{h_{FE}} \frac{I_{CS}}{I_{B2}} \quad (3-25)$$

إن زمن المهبوط هنا لا يعتمد على h_{FE} لأن τ_r (بحسب المعادلة 11-3) يتناسب مع h_{FE} .

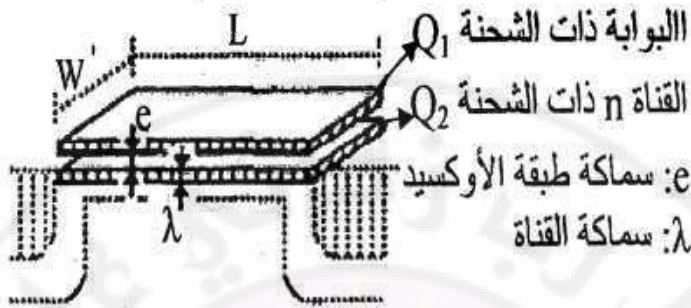
3-3- السلوك العابر للترانزستور ذي الأثر الحقلّي MOSFET : 3-3-1- مقدمة:

يتركب الترانزستور ذو الأثر الحقلّي من النوع MOSFET كما يبينه الشكل 11-3 من ثنائين يترتيب (ظهر لظهر، back to back) ومن أربع نهايات تمثل أقطاب الترانزستور وهي (البوابة Gate، المنبع Source، المصرف Drain، ووصلة القاعدة الأساسية Substrate).



الشكل 11-3- ترانزستور MOS n-channel

يمثل التركيب المؤلف من القاعدة الأساسية وأوكسيد السيلكون العازل ووصلة البوابة المعدنية في الترانزستور MOS n-channel من النوع إغناء مكثفاً قطبه الأول هو القاعدة الأساسية ذات ناقلية سيئة (P^-) أمّا اللبوس الآخر فهو وصلة البوابة المعدنية كما يبينه الشكل 12-3. يعمل هذا الترانزستور بمجهود موجب يطبق على اللبوس المعدني لوصلة البوابة المتوضع على طبقة أوكسيد السيلكون العازل.



الشكل 3-12 - مكثفة البوابة لترانزستور MOS

في البداية، وعند جهد بوابة يساوي الصفر فإن اللبوس الثاني لسعة البوابة (القاعدة الأساسية) تحتوي بشكل أساسي على حوامل شحنات حرة هي الثقوب (حوامل الأكثرية في منطقة القاعدة الأساسية) المعدلة بواسطة الشوارد السالبة الثابتة، وعلى حوامل أقلية هي الإلكترونات، وبالتالي فإن قانون التوازن الكهربائي يحقق أي أن $(p.n=\text{constant})$. وعند تطبيق جهد موجب على اللبوس المعدني للبوابة فإن الثقوب الموجودة في المنطقة تحت أكسيد السيلكون العازل (القناة) ستتحرك مبتعدة عن هذه المنطقة على حين تنجذب الإلكترونات من منطقة القاعدة الأساسية باتجاه هذه المنطقة. وعندما يصبح الجهد الموجب المطبق على البوابة كبيراً بشكل كافٍ، تتشكل طبقة قشرية من حوامل الأقلية في منطقة ما تحت العازل مشكلة ما يسمى بالقناة من النوع n حيث يمكن التحكم بكثافة هذه الشحنات تبعاً للجهد الموجب V_{gs} المطبق بين البوابة والقاعدة الأساسية.

بالنسبة للترانزستور من النوع p-channel والمصنع على قاعدة أساسية من النوع n⁻ والتي تعمل بجهد بوابة سالب فيمكن شرح مبدأ عملها بنفس الطريقة السابقة باستبدال الثقوب بالإلكترونات والعكس بالعكس.

يمكن تقسيم منحني الخواص للترانزستور MOS n-channel من النوع إغناء كما يبينه الشكل 3-13 إلى منطقتين رئيسيتين:

■ المنطقة الأومية: وفيها يكون تغير قيمة التيار I_{ds} خطياً كتابع للجهد V_{ds}

وعند قيم ثابتة للجهد V_{gs} وتقع هذه المنطقة في مرحلة ما قبل الاختناق (Pinch-off)

■ منطقة الإشباع: وتقع في مرحلة ما بعد الاختناق وفيها تكون قيمة التيار I_{ds} ثابتة عند قيم متغيرة للجهد V_{ds} .

في المنطقة الأومية، يولد جهد البوابة-مصرف V_{gs} شحنة كهربائية Q_1 على اللبوس العلوي لسعة البوابة وتُعطى قيمة هذه الشحنة بالعلاقة التالية:

$$Q_1 = C.V_{gs} \quad (3-26)$$

حيث C هي قيمة سعة البوابة والتي تُعطى بالعلاقة التالية:

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{W.L}{e} \quad (3-27)$$

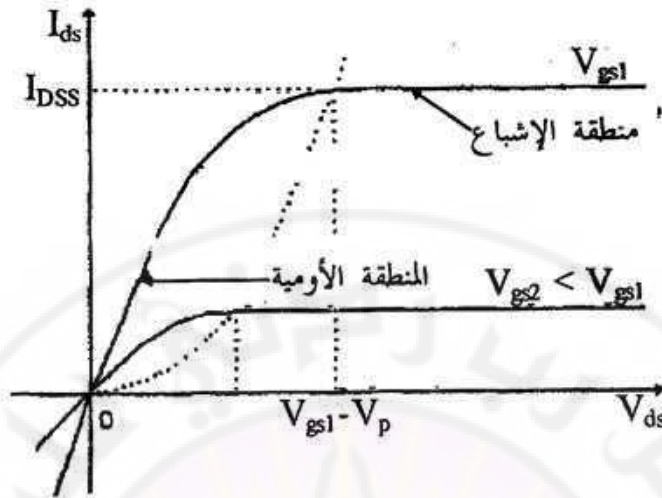
حيث: ϵ_0 : ثابت العازلية الكهربائية للهواء.

ϵ_r : ثابت العازلية النسبي لأوكسيد السيلكون.

W : عرض البوابة (عرض منطقة القناة).

L : طول البوابة (طول منطقة القناة).

e : سماكة طبقة أوكسيد السيلكون.



الشكل 13-3- منحني الخواص للترانزستور MOS n-channel

نحرض القيمة السابقة لجهد البوابة على اللبوس الآخر لسعة البوابة (القاعدة الأساسية) شحنة مقدارها:

$$Q_2 = Q_1 - Q_0 = C.V_{gs} - Q_0 \quad (3-28)$$

حيث Q_0 : الشحنة الابتدائية للثقوب الحرة في منطقة القناة والتي تُعطى بالعلاقة التالية:

$$Q_0 = C.V_p \quad (3-29)$$

V_p : جهد الاختناق (القيمة الدنيا للجهد التي تسمح بتشكيل القناة)

تساهم الشحنة Q_2 للقناة المشكلة في تحديد كثافة الإلكترونات في هذه المنطقة من خلال العلاقة التالية:

$$n = \frac{(C.V_{gs} - Q_0)}{S.L} \quad (3-30)$$

حيث S : هو مساحة مقطع منطقة القناة

وبالمقابل فإن الجهد المطبق بين المنبع والمصرف V_{ds} يحرض سرعة جرف v

للمشحنات في منطقة القاعدة، وتُعطى هذه السرعة بالعلاقة التالية:

$$v = \frac{\mu \cdot V_{ds}}{L} \quad (3-31)$$

حيث μ : هي حركة (Mobility) حوامل الشحنة في منطقة القناة أي حركة الإلكترونات.

إن التحرك السابق للإلكترونات بين المنبع والمصرف في منطقة القناة يشكل ما يسمى بالتيار I_{ds} والتي تحدد قيمته بالعلاقة التالية:

$$I_{ds} = q \cdot S \cdot n \cdot v = q \cdot S \cdot n \cdot \frac{\mu \cdot V_{ds}}{L} \quad (3-32)$$

حيث q : هي شحنة الإلكترون

وبتعويض قيمة n بما يساويها في المعادلة (3-30) نحصل على ما يلي:

$$I_{ds} = q \cdot S \cdot \frac{(C \cdot V_{gs} - Q_0)}{S \cdot L} \cdot \frac{\mu \cdot V_{ds}}{L} = q \cdot \mu \cdot (C \cdot V_{gs} - Q_0) \frac{V_{ds}}{L^2} \quad (3-33)$$

وبتعويض قيمة C بما تساويه في المعادلة (3-27) نحصل على ما يلي:

$$I_{ds} = \left(q \cdot \mu \cdot \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{e} \right) \left(\frac{W}{L} \right) (V_{gs} - V_p) V_{ds}$$

$$I_{ds} = k \cdot \left(\frac{W}{L} \right) (V_{gs} - V_p) V_{ds}$$

يمكن استنتاج معادلة مماثلة بالنسبة للترانزستور p-channel مع الأخذ بعين

الاعتبار في هذه الحالة القيمة السالبة للجهد V_p .

إن المعادلة السابقة لحساب قيمة التيار I_{ds} تبقى صحيحة فقط من أجل قيم جهد

(منبع-مصرف) $[V_{ds} \ll (V_{gs} - V_p)]$ تقع في المنطقة الأومية فقط.

أما عندما تكون قيمة جهد (المنبع-م. رف) $[V_{ds} > (V_{gs} - V_p)]$ أي في منطقة

ما بعد الاختناق فإن مقاومة القناة من جهة المصرف تصبح كبيرة جداً. إن هذه المقاومة

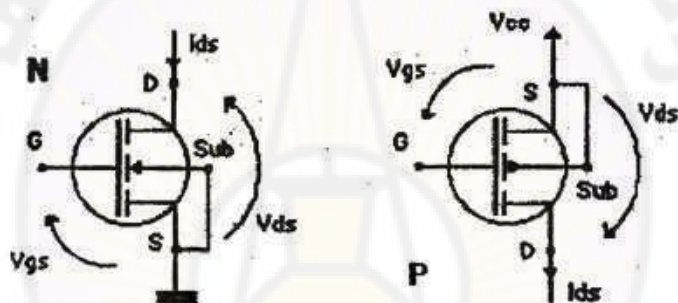
الكبيرة جداً تنتج عن منطقة الشحنة الفراغية لوصلة (المصرف-القاعدة الأساسية)

المنحازة عكسياً والتي تمتص أية زيادة بقيمة الجهد V_{ds} بحيث تبقى قيمة التيار I_{ds} عندها ثابتة لا تتغير بزيادة الجهد V_{ds} . في هذه الحالة فإن قيمة التيار I_{ds} تصبح:

$$I_{ds} = \frac{k}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{gs} - V_p)^2 \quad (3-34)$$

معادلات الترانزستور MOSFET:

يمكن تلخيص معادلات الترانزستور MOSFET وذلك بالنسبة للأشكال الموضحة بالشكل 14-3 على النحو التالي:



الشكل 14-3 - اتجاه الجهود والتيارات في الترانزستور MOSFET لكلا النوعين

p-channel و n-channel

بالنسبة للترانزستور n-channel:

■ عندما يكون $[(V_{gs} - V_p) < 0]$ فإن قيمة التيار $(I_{ds} = 0)$.

■ عندما يكون $[(V_{gs} - V_p) \gg V_{ds}]$ قيمة التيار I_{ds} تعطى بالعلاقة:

$$I_{ds} = k \left(\frac{W}{L} \right) (V_{gs} - V_p) V_{ds}$$

■ عندما يكون $[0 < (V_{gs} - V_p) < V_{ds}]$ قيمة التيار I_{ds} تعطى بالعلاقة:

$$I_{ds} = \frac{k}{2} \cdot \left(\frac{W}{L} \right) \cdot (V_{gs} - V_p)^2$$

■ بين المنطقتين السابقتين يوجد منطقة يكون فيها منحني الخواص على شكل

قطع مكافئ حيث $[(V_{gs} - V_p) > V_{ds} > 0]$ وفيها تكون قيمة التيار I_{ds} :

$$I_{ds} = k \cdot \left(\frac{W}{L} \right) \cdot \left(V_{gs} - V_p - \frac{V_{ds}}{2} \right) \cdot V_{ds}$$

بالنسبة للترانزستور p-channel:

■ عندما يكون $[(V_{gs} - V_p) > 0]$ فإن قيمة التيار $(I_{ds} = 0)$.

■ عندما يكون $[(V_{gs} - V_p) < V_{ds}]$ قيمة التيار I_{ds} تعطى بالعلاقة:

$$I_{ds} = k \cdot \left(\frac{W}{L} \right) \cdot (V_{gs} - V_p) \cdot V_{ds}$$

■ عندما يكون $[0 > (V_{gs} - V_p) > V_{ds}]$ قيمة التيار I_{ds} تعطى بالعلاقة:

$$I_{ds} = \frac{k}{2} \cdot \left(\frac{W}{L} \right) \cdot (V_{gs} - V_p)^2$$

■ بين المنطقتين السابقتين يوجد منطقة يكون فيها منحني الخواص على شكل

قطع مكافئ حيث $[(V_{gs} - V_p) < V_{ds} < 0]$ وفيها تكون قيمة التيار I_{ds} :

$$I_{ds} = k \cdot \left(\frac{W}{L} \right) \cdot \left(V_{gs} - V_p - \frac{V_{ds}}{2} \right) \cdot V_{ds}$$

الدائرة الأساسية للترانزستور MOSFET

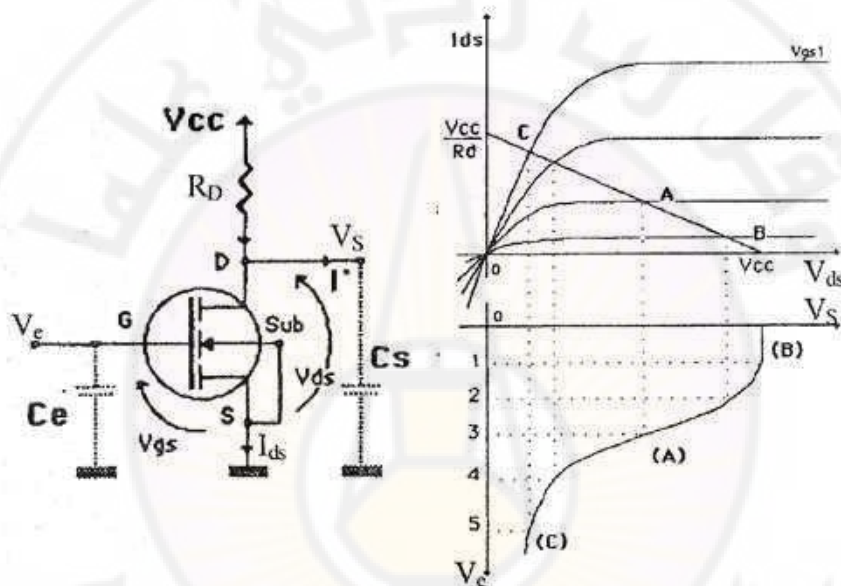
تمثل الدائرة في الشكل 3-15 الدائرة الأساسية للترانزستور MOSFET وهي

دائرة منبع مشترك بالإضافة إلى منحنيات الخواص للترانزستور $I_{ds}(V_{ds})$ والخواص $V_{gs}(V_e)$.

تبعاً لمكان نقطة العمل على منحنيات الخواص نستطيع أن نميز ثلاث أنماط لعمل

الترانزستور. يعمل الترانزستور كمكبر وذلك عندما تقع نقطة العمل في المنطقة الفعالة

أي المنطقة المشار إليها بالحرف (A) على منحنيات الخواص، ويعمل الترانزستور كمفتاح (مبدل) إلكتروني عندما تتحرك نقطة العمل بين المنطقة الأومية (المنطقة المشار إليها بالحرف C) ومنطقة القطع (المنطقة المشار إليها بالحرف B).

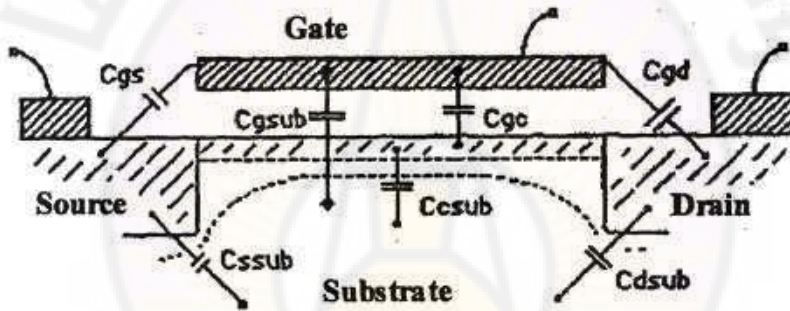


الشكل 15-3- الدارة الأساسية للترانزستور MOSFET

عندما تقع نقطة العمل في المنطقة الأومية فإن الترانزستور يمثل مبدل في حالة الوصل بينما يمثل الترانزستور مبدلاً في حالة الفصل عندما تقع نقطة العمل في منطقة القطع. واستناداً لما تقدم عندما يعمل الترانزستور كمبدل فإن نقطة العمل تتحرك بين منطقة القطع والمنطقة الأومية وهذا لا يتم بشكل آني وإنما يتم خلال فترة زمنية محددة تسمى بـ زمن العبور أو زمن التبديل وهذا ما سندرسه لاحقاً.

الدائرة المكافئة للترانزستور MOSFET

من الضروري قبل دراسة أزمنة العبور للترانزستور MOS البحث في الدائرة المكافئة لهذا العنصر آخذين بعين الاعتبار جميع العناصر الطفيلية ولاسيما المركبات السعوية التي تلعب دوراً أثناء عملية تبديل الترانزستور من القطع إلى الوصل وبالعكس. يقدم الشكل 3-16 الدائرة المكافئة للترانزستور MOS، والذي يوضح مختلف العناصر الطفيلية السعوية المرافقة للتركيب الفيزيائي التكنولوجي للترانزستور MOS والتي تتعلق قيمتها وبالتالي تأثيرها بالأبعاد الجيومترية لمنطقة القناة والبوابة ولطبقة أكسيد السيلكون ولنطقتي انتشار المصرف والمنبع.



شكل 3-16- العناصر الطفيلية السعوية المرافقة للتركيب MOS

نستطيع أن نلاحظ في التركيب السابق العناصر الطفيلية السعوية التالية:

سعة (البوابة/منبع) C_{gs}

سعة (البوابة/قناة) C_{gc}

سعة (البوابة/مصرف) C_{gd}

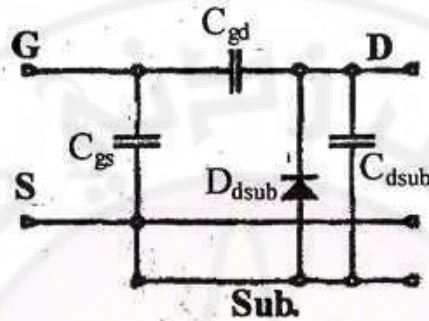
سعة (المنبع/القاعدة الأساسية) C_{ssub}

سعة (البوابة/القاعدة الأساسية) C_{gsub}

سعة (القناة/القاعدة الأساسية) C_{csub}

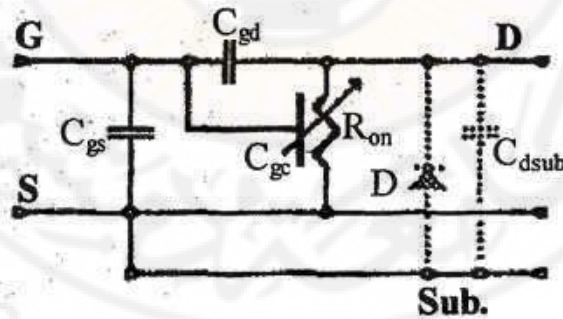
سعة (المصرف/القاعدة الأساسية) C_{dsb}

عندما يكون الترانزستور في حالة القطع فإن قيمة التيار الذي يتنازه تكون صغيرة جداً، لأنه في هذه الحالة لا يوجد هناك منطقة قناة. والدارة المكافئة في هذه الحالة يبينها بالشكل 17-3.



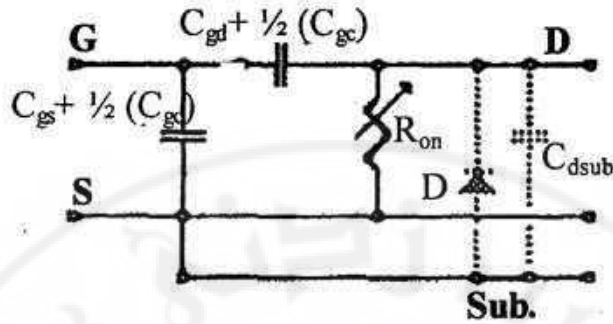
الشكل 17-3- الدارة المكافئة في حالة الترانزستور القاطع

وعندما يعمل الترانزستور في المنطقة الأومية فإن منطقة القناة تكون متجانسة تقريباً. ومن الناحية الجيومترية تكون المكثفة C_{gc} هي الأكثر أهمية من غيرها من السعات الطفيلية، وفي هذه الحالة تظهر أهمية طبقة الأوكسيد الرقيقة المساهمة في تشكيل هذه السعة. يبين الشكل 18-3 الدارة المكافئة للترانزستور في هذه الحالة.



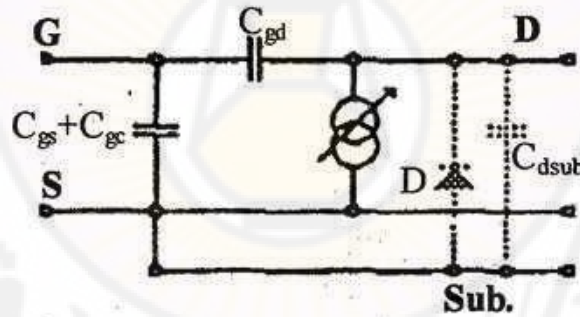
الشكل 18-3- الدارة المكافئة في حالة الترانزستور الواصل

كما يمكن إعادة رسم الدارة المكافئة السابقة بعد أن توزع قيمة سعة (البوابة/قناة) C_{gc} على السعتين المتوضعيتين على جانبي القناة أي المكثفتين C_{gs} , C_{gd} . وهذا ما يوضحه الشكل 19-3.



الشكل 3-19- الدارة المكافئة في حالة الترانزستور الواصل

أما عندما يعمل الترانزستور في المنطقة الفعالة فإن الدارة المكافئة له تُعطى بالشكل 3-20.



الشكل 3-20- الدارة المكافئة في حالة الترانزستور المشبع

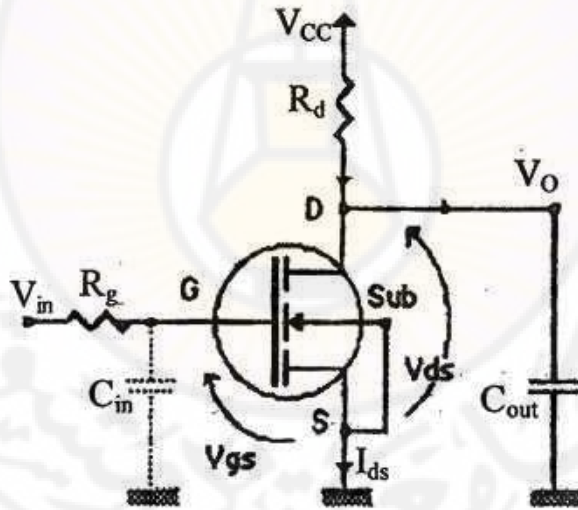
3-3-2- تحليل السلوك العابر للترانزستور MOSFET:

ليكن لدينا الدارة الموضحة بالشكل 3-21 ودارته المكافئة الموضحة بالشكل 3-22، ولنطبق على هذه الدارة الإشارة V_{in} الموضحة بالشكل 3-23، وقبل الدخول في تحليل عمل هذه الدارة في لحظات التبديل لابد من أخذ الملاحظات التالية بعين الاعتبار:

■ يعتمد الترانزستور MOSFET في عمله على نوع واحد من حوامل الشحنات (الأكثرية فقط) على عكس ما هو عليه في ترانزستورات الـ BJT والتي يعتمد عملها على حوامل الشحنات الأكثرية والأقلية على حد سواء. تتغير قيمة التيار الذي يمتاز الترانزستور MOS بتغير قيمة الجهود المطبقة عليه (V_{gs} , V_{ds}) والتي تغير من قيمة شحنة السعات الطفيلية المرافقة للتركيب MOS حيث تعطى قيمة هذا التيار بالعلاقة:

$$I = C \frac{dV}{dt} \quad (3-35)$$

بالتالي فإن ظاهرة إعادة الاندماج (Recombination) والمرافقة لعمل ترانزستورات BJT غير موجودة في الترانزستورات MOSFET.



الشكل 3-21- دائرة مبدل ترانزستوري باستخدام ترانزستور NMOS وحمل سعوي

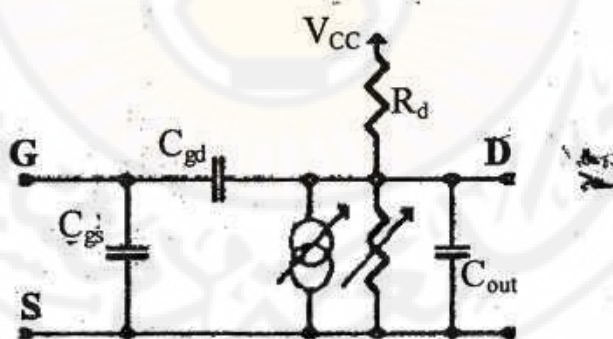
■ تحدد المقاومات الطفيلية من سرعة شحن السعات الطفيلية المرافقة للتركيب MOS والمسببة لمرور تيارات مختلفة في الترانزستور.

■ إن إضافة مكثفات خارجية على دخل الترانزستور أو في خرجه لا تؤثر على مبدأ عمل هذا الترانزستور وإنما قد تعزز وبشكل فعال من خواصه.

واستناداً لما تقدم يمكن دراسة السلوك العابر للترانزستور MOSFET بعد إضافة حمل سعوي في خرجه (طفيلي أو حقيقي) ذلك أن هذه هي الحالة الأكثر مصادفة في الدارات المتكاملة.

في المرحلة الأولى وعندما تكون إشارة الدخل V_{in} في المستوى المنطقي المنخفض (اللحظات السابقة للنقطة A) فإنه لا وجود لمنطقة القناة في الترانزستور، وتكون قيمة الخرج عند ذلك في المستوى المنطقي المرتفع ويمكن مكافأة الترانزستور في هذه الحالة بالسعات الطفيلية الناتجة عن الأبعاد الجيومترية للترانزستور.

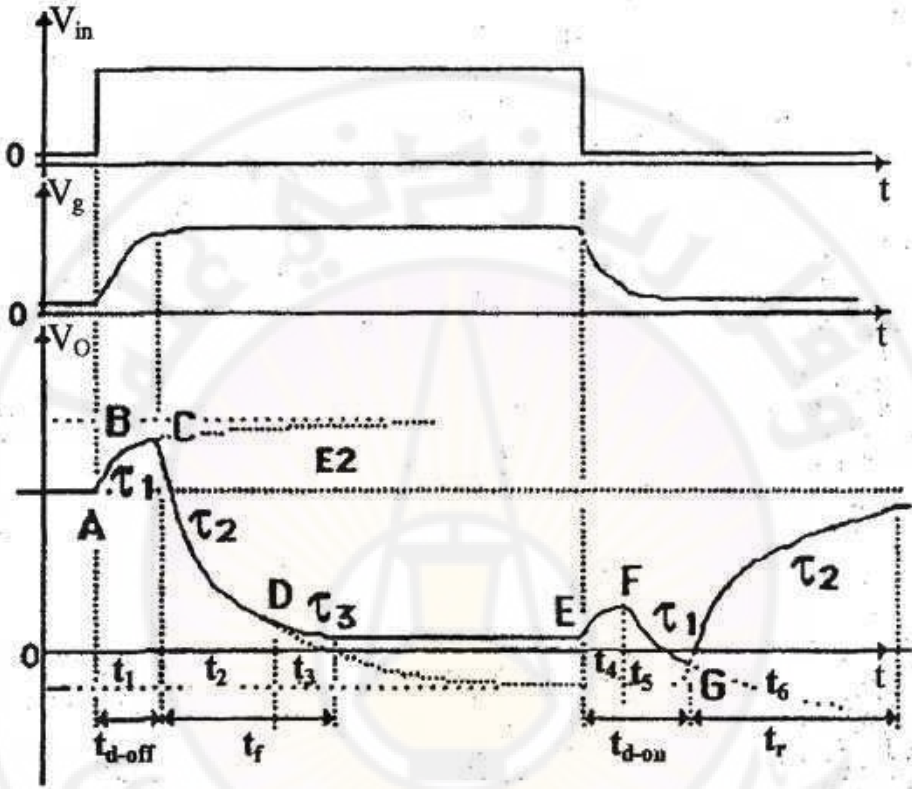
عندما يرتفع جهد الدخل إلى المستوى المنطقي المرتفع فإن جهد البوابة V_g يسلك سلوك مرشح تمرير منخفض من الدرجة الأولى من خلال السعة C_{gd} والذي يمثل على منحنى الخواص المحدد بالعلاقة بين جهد الخرج V_{ds} و تيار الخرج I_{ds} كما يبينه الشكل 24-3 الانتقال من النقطة A إلى النقطة B



الشكل 22-3- دائرة مكافئة مبسطة للترانزستور MOS

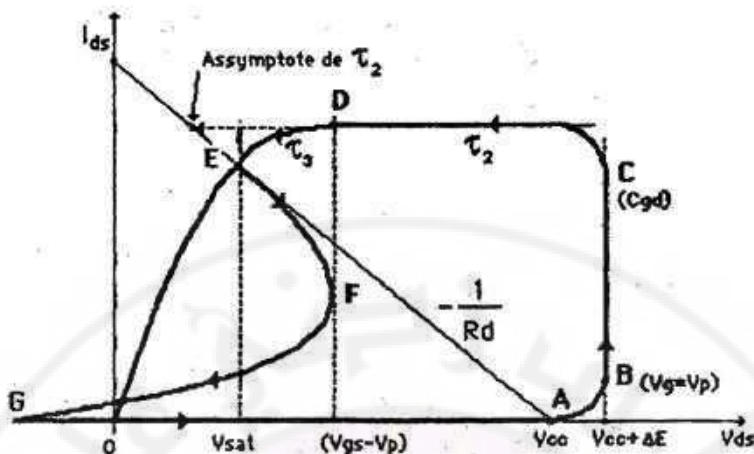
عندما يتجاوز الجهد V_{gs} جهد الانهيار V_p فإن الترانزستور ينتقل إلى مرحلة التوصيل ويمر فيه تيار ذو قيمة أعظمية من أجل قيمة الجهد V_{gs} المعتبرة. يعمل هذا

التيار على تفريغ السعتين ($C_{gs}+C_{out}$) وبالتالي انخفاض قيمة الجهد في الخرج V_{ds} .
تمثل هذه المرحلة على منحنى الخواص انتقال الجهد V_{ds} من النقطة B باتجاه النقطة C



الشكل 3-23- السلوك العابر لترانزستور MOSFET في لحظات التبديل

وتستقر نقطة العمل في نهاية هذا الشوط في النقطة C حيث يصل جهد البوابة وتيار المجمع إلى قيمتهما النهائية تقريباً، على حين تبقى قيمة الجهد V_{ds} مرتفعة.
إن الزمن المنقضي حتى نهاية هذه المرحلة يساوي تقريباً الزمن t_{d-off} والمكافئ للزمن المنقضي لوصول التيار في الخرج إلى قيمة شبه مستقلة عن جهد الخرج للترانزستور.



الشكل 24-3- تغير مكان نقطة العمل على منحنيات الخواص للترانزستور MOSFET بالنسبة لحمل سعوي

في المرحلة الثانية يتم تفريغ المكثفتين ($C_{gs} + C_{out}$) بواسطة تيار المصرف ذو القيمة المرتفعة في هذه المرحلة وشبه الثابتة ويستمر ذلك طالما أن نقطة العمل تقع بين النقطتين C و D في منحنى الخواص كما يبينه الشكل 24-3. ففي النقطة D: تصبح قيمة الجهد في الخرج V_{ds} صغيرة جداً وفي هذه الحالة نستطيع القول بأن الترانزستور قد أنهى تقريباً عملية التبديل (تيار الخرج ذو قيمة عظمى وجهد الخرج ذو قيمة منخفضة جداً) إن قيمة جهد الخرج لا تنعدم وإنما تصل إلى قيمة صغيرة جداً تتراوح بين النقطتين D و E الموضحتين على منحنى الخواص في الشكل 24-3. إن فترة عبور نقطة العمل بين النقطتين C و E تشكل الزمن t_f .

ومن أجل عملية التبديل المعاكسة أي عند انتقال الترانزستور من حالة الوصل إلى حالة القطع فإنه يسلك سلوكاً معقداً مشابهاً تقريباً لسلوكه في عملية التبديل الأمامية أي عند انتقاله من حالة القطع إلى حالة الوصل. كما يمكن في هذه الحالة

تقسيم الزمن اللازم لإنجاز عملية التبديل إلى فترتين هما زمن التأخير في الحالة الصاعدة t_{d-on} وزمن الصعود t_r .

إن زمن التأخير في الحالة الصاعدة t_{d-on} يكافئ الزمن اللازم لانقطاع مرور التيار في الترانزستور تحت تأثير جهد الدخل المطبق. إن شكل إشارة جهد البوابة V_g وشكل إشارة جهد الخرج V_o كتابعين للزمن، وكذلك المسار الذي تسلكه نقطة العمل على منحنيات الخواص بين النقاط E و F وصولاً لـ G ، يمكن شرحه على الشكل التالي: في بداية عملية التبديل يبدأ التيار بالانخفاض على حين يبدأ الجهد V_{ds} بأخذ منحى تصاعدي وتبدأ بنفس الوقت ناقلية المصرف بالتناقص شيئاً فشيئاً وكذلك الحال بالنسبة للشحنات المنتقلة من الدخل باتجاه المصرف. أما جهد البوابة V_{gs} فيميل باتجاه أخذ قيم سالبة وبشكل متزايد وهذا ما يمكن ترجمته من خلال قفزة الجهد السالبة المرافقة لانخفاض قيمة جهد البوابة. وفي نهاية هذا الزمن تكون عملية التبديل قد تمت حيث تستقر قيمة الجهد على بوابة الترانزستور وكذلك الحال بالنسبة لقيمة التيار المتدفق إلى المصرف. أما نقطة العمل فتتواجد في نهاية هذا الزمن في النقطة G المبينة على منحنيات الخواص للترانزستور كما يبينه الشكل 24-3.

أما زمن الصعود t_r فإنه يكافئ الزمن اللازم لشحن مكثفة الخرج عن طريق المقاومة R_D باتجاه جهد التغذية حيث تصبح قيمة جهد الخرج (الجهد على طرفي مكثفة الخرج) مساوية لقيمة جهد التغذية في نهاية هذا الزمن، أي أن نقطة العمل تعود إلى النقطة A الموضحة على منحنيات الخواص كما يبينه الشكل 24-3.

3-2-3-1- حساب زمن التأخير لمرحلة الهبوط ($t_{d-off} = t_f$):

رأينا أن جهد البوابة V_{gs} يسلك في البداية سلوك مرشح تمرير منخفض من المرتبة الأولى وبثابت زمني مقداره τ_1 وذلك طالما أن جهد (البوابة-منبع) أصغر من جهد الاختناق ($V_{gs} < V_p$). يمكن رسم الدارة المكافئة للترانزستور في هذه الحالة كما هو موضح بالشكل 25-3. في هذه الحالة يكون لدينا الاعتبارات التالية:

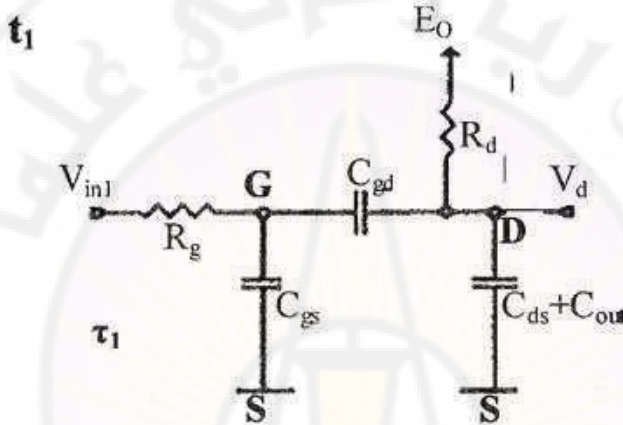
$$C_{out} \gg C_{gd} \text{ \& } C_{gs} \approx C_{gd} \text{ \& } R_d \gg R_g$$

فيكون لدينا:

$$\tau_1 = R_g \cdot (C_{gs} // C_{gd}) \quad (3-36)$$

وأيضاً

$$\tau_2 = R_d \cdot (C_{ds} // C_{out}) \gg \tau_1 \quad (3-37)$$



الشكل 3-25- الدارة المكافئة في حال الترانزستور القاطع

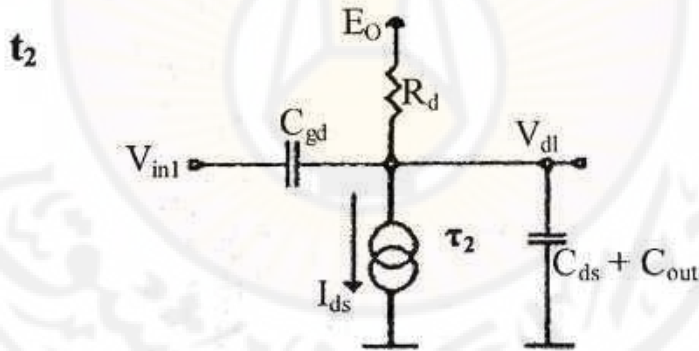
وعندما يصبح جهد (البوابة-منبع) أكبر من قيمة جهد الاختناق فإن قيمة تيار الخرج I_{ds} تصبح ثابتة تقريباً ولكن بافتراض أن الترانزستور صغير (τ_1 صغيرة) فإننا نلاحظ ترحيلاً للاتكسار في إشارة الدخل على إشارة الجهد على المصرف (بجزئ) الجهد السعوي بين المكثفتين C_{gd} و C_{out} . وعندما يبلغ الجهد V_{gs} نسبة 90% من جهد الدخل V_{in1} ، فإنه يمكن اعتبار أن تيار الخرج قد بلغ قيمته النهائية تقريباً على حين يكون الجهد V_{ds} قد تغير بشكل طفيف ويعود سبب هذا بشكل أساسي إلى قيمة مكثفة الخرج وإلى ترحيل جزء من الجهد الموجب لإشارة الدخل إلى المصرف. وتكون نقطة العمل في هذه الحالة، وكما ذكر سابقاً، حول النقطة C المبينة على منحنى الخواص. وتُعطى قيمة هذا الزمن بالعلاقة التالية:

$$t_{d-off} = t_1 \approx 2.2 \cdot \tau_1 \quad (3-38)$$

2-2-3-3 -- حساب زمن الهبوط ($t_f = t_2 + t_3$):

يعبر الزمن t_2 عن الزمن اللازم لانتقال نقطة العمل من النقطة C إلى النقطة D الموضحتين على منحنيات الخواص في الشكل 24-3. يبين الشكل 26-3 الدارة المكافئة للترانزستور خلال هذه المرحلة والتي تمثل الدارة المكافئة للترانزستور في منطقة الإشباع. نلاحظ من الشكل 24-3 أننا ننطلق من جهد يساوي في البداية القيمة E_O عند النقطة C وينقص الجهد بشكل أسي باتجاه القيمة $(E_O - I_{DSS} \cdot R_d)$ عند النقطة D وذلك وفقاً للمعادلة التالية:

$$V_{ds} = E_O - I_{DSS} \cdot R_d \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}) \quad (3-39)$$



الشكل 26-3- الدارة المكافئة للترانزستور في حالة الإشباع

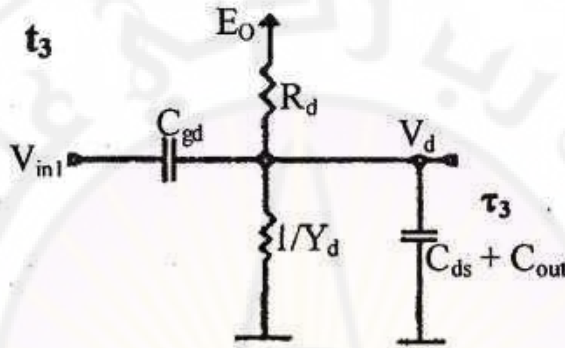
ومن ناحية ثانية فإن التغير بقيمة الجهد V_{ds} خلال الزمن t_2 يُعطى بالعلاقة التالية:

$$V_{ds} = V_{in1} - V_P \quad (3-40)$$

وبالتالي فإن الزمن t_2 يُعطى بالعلاقة التالية:

$$t_2 = \tau_2 \cdot \ln\left(\frac{I_{DSS} \cdot R_d}{I_{DSS} \cdot R_d - E_O + V_{in1} - V_p}\right) \quad (3-41)$$

وبالانتقال إلى المرحلة الثالثة من عملية التبديل، فإن نقطة العمل للترانزستور في هذه المرحلة تقع في المنطقة الأومية وبالتالي فإن الدارة المكافئة للترانزستور في هذه المرحلة مبينة بالشكل 27-3.



الشكل 27-3- الدارة المكافئة للترانزستور في حالة العمل في المنطقة الأومية

إن تغير الجهد في هذه المرحلة يكون أسياً وبثابت زمني مقداره τ_3 ($\tau_2 > \tau_3$). وإن الزمن اللازم لإنجاز هذه المرحلة t_3 يكافئ الزمن المتقضي للوصول إلى نسبة 10% من قيمة الجهد في نهاية هذه المرحلة أي الجهد V_{sat} وبالتالي فإن الزمن t_3 يتعلق بالجهد V_{sat} وبالفارق $(V_{in1} - V_p)$ فنجد أن $(t_3 = \tau_3)$ حيث تُعطى قيمة الثابت الزمني τ_3 بالعلاقة التالية:

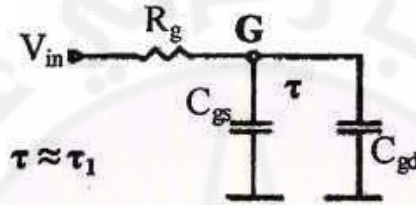
$$\tau_3 = (R_d \parallel \frac{1}{Y_d}) \cdot (C_{ds} \parallel C_{gd} \parallel C_{out}) \ll \tau_2 \quad (3-42)$$

وبالتالي فإن زمن الهبوط يساوي إلى مجموع الزمنين السابقين أي:

$$t_f = t_1 + t_2 \quad (3-43)$$

3-2-3-3- حساب زمن التأخير لمرحلة الصعود t_{d-on} :

في بداية مرحلة التبديل فإن الترانزستور يكون في حالة التوصيل وتكون ناقليته كبيرة، وتكون الدارة المكافئة له في هذه الحالة بالنظر إليها من الدخل هي الدارة التي يبينها بالشكل 28-3.



الشكل 28-3- الدارة المكافئة للترانزستور في مرحلة التبديل من الوصل إلى القطع (المرحلة الأولى)

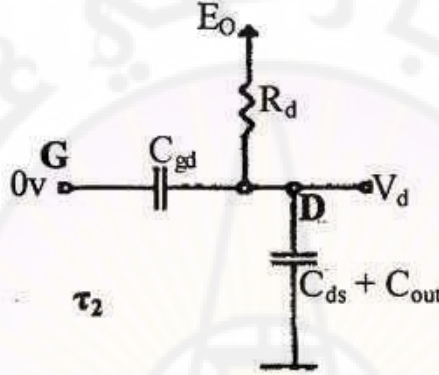
وبعد فترة زمنية قصيرة يبدأ الجهد V_{gs} بالتناقص بشكل أسي وبثابت زمني مقداره τ_1 وهذا بدوره يجعل الناقلية Y للترانزستور في حالة التوصيل ذات قيمة صغيرة وبالتالي فإن جهد المصدر يفقد قيمته الصغيرة المساوية في حالة التوصيل للجهد V_{sat} ويبدأ بالازدياد شيئاً فشيئاً نتيجة للتناقص في قيمة التيار I_{ds} . إن زمن التأخير لمرحلة الصعود t_{d-on} يكافئ الزمن اللازم كي ينجز جهد البوابة V_g عملية التبديل كاملة والذي يعني أيضاً إتمام تيار الخرج لمرحلة التبديل وتُعطى قيمته بالعلاقة التالية:

$$t_{d-on} \approx 2.2 \cdot \tau_1 \quad (3-44)$$

خلال هذا الزمن، تتحرك نقطة العمل على منحنيات الخواص كما يبينه الشكل 24-3 من النقطة E إلى النقطة F فالنقطة G.

3-2-4- حساب زمن الصعود t_r :

أثناء زمن الصعود تكون قيمة التيار المتدفق عبر الترانزستور شبه معدومة، كذلك قيمة الجهد V_{ds} شبه ثابتة. واستناداً لذلك فإن الترانزستور يكون تماماً في حالة قطع وتكون العناصر المنفصلة هي فقط السعات الطفيلية الموضحة في الدارة المكافئة للترانزستور في هذه المرحلة والمبينة بالشكل 29-3..



شكل 29-3- الدارة المكافئة للترانزستور في مرحلة التبديل من الوصل إلى القطع (المرحلة الثانية)

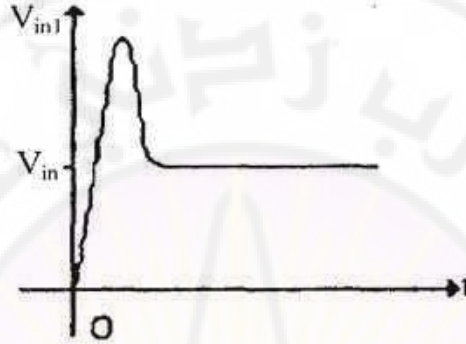
وبالانطلاق من قيمة شبه معدومة لجهد الخرج في بداية هذه المرحلة، نلاحظ أن ازدياد هذا الجهد يتم بشكل أسّي نحو القيمة E_0 . وعند بلوغ هذا الجهد 90% من قيمته النهائية تُحدّد عندئذ قيمة زمن الصعود بالعلاقة التالية:

$$t_r \approx 2.2 \cdot \tau_3 \quad (3-45)$$

3-3-3- أمثلة (Optimization) عملية التبديل في الترانزستور MOSFET:

يمكن تحسين عملية التبديل في الترانزستور MOSFET أي إنقاص زمن العبور عند الانتقال من حالة الوصل إلى حالة الفصل وبالعكس. وفي هذا الإطار يمكن تقليل زمن التبديل للبوابة τ_1 من خلال إنقاص قيمة المقاومة R_g ، أو من خلال ربط مكثف

على التفرع مع مدخل الترانزستور مما يؤدي إلى إنقاص مقاومته أثناء عملية العبور من حالة مستقرة إلى حالة مستقرة أخرى. وهناك طريقة أخرى يمكن إتباعها لتحسين عملية التبديل والتي يمكن اختصارها بتطبيق إشارة جهد من الشكل الموضح بالشكل 30-3 ونقوم بهذا دائماً من أجل تقليل عبور الشحنة للسعة C_{gs} .



الشكل 30-3- إشارة الدخل المقترحة لتحسين التبديل

كما يمكن زيادة سرعة إيصال التيار الداخلي للترانزستور I_{ds} إلى قيمته العظمى (وهو ليس التيار المستخدم المار في الحمل) والمتعلق بقيمة جهد المصرف ويعتبر ذلك الاقتراح الأول من أجل تحسين عملية التبديل والمرتبطة بالثابت الزمني $(\tau_2 = R_d C_{out})$. ولنفس الغاية يمكن أيضاً إنقاص المقاومة R_d ، ففي هذه الحالة، يمكن إذاً إنقاص قيمة الجهد العابر الناتج أثناء عملية التبديل، وزيادة التيار الضروري لإنجاز عملية التبديل. لتحقيق العمليتين السابقتين من الضروري زيادة جهود التحكم وزيادة الاستطاعة اللازمة لتحقيق التبديل.

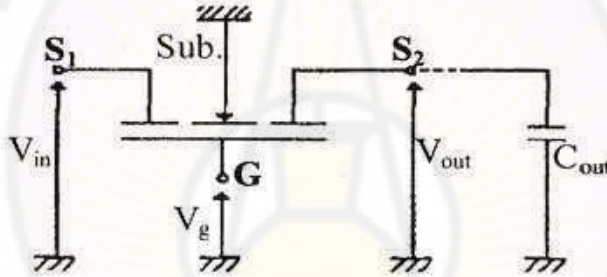
من جهة ثانية يمكن البحث في إنقاص قيمة المكثفة C_{out} ، ولكن تعتبر هذه المكثفة ضرورية لعملية التبديل، لذلك لا يمكننا في غالب الأحيان التحكم بقيمتها ولكن يمكننا الانتباه جيداً لاختيار القيمة الأكثر ملاءمة لإنجاز عملية التبديل. في النهاية نستطيع زيادة تيارات الترانزستور وذلك باختيار ترانزستور كبير (W/L كبيرة) إلا أن

زيادة أبعاد الترانزستور تؤدي إلى زيادة في قيمة السعات الطفيلية (C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} ...).

نستنتج مما تقدم بأن تحسين عملية التبديل في ترانزستورات MOSFET تتطلب مجموعة من الشروط والتي تبدو متناقضة. لذلك لابد من أخذ كل المتطلبات بعين الاعتبار للوصول إلى أفضل الخصائص المطلوبة.

4-3- استخدام الترانزستور MOSFET كمفتاح مبدل (Switch) إلكتروني:

ليكن لدينا ترانزستور MOSFET من النوع n-channel كما هو موضح بالشكل 31-3.



شكل 31-3 الترانزستور MOSFET كمفتاح مبدل تماثلي

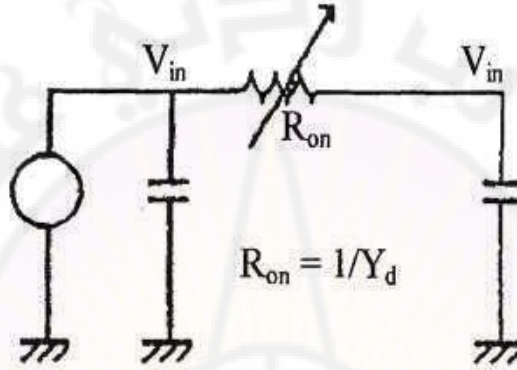
عندما يكون الجهد ($V_{gSub} = 0$) فإن الترانزستور يكون في حال قطع مهما كان الجهد المطبق على الدخل V_{in} ، ذلك لأن فرق الجهد الناتج بين البوابة والقطب S_1 أو القطب S_2 هو جهد سالب. لنطبق الآن على البوابة جهداً V_{gSub} أكبر من الجهد V_p (الجهد اللازم لتحريض أو خلق القناة) فإن الترانزستور يصبح في حالة وصل وذلك من أجل جميع الجهود المطبقة على القطب S_1 الأصغر من الجهد $(V_{gSub} - V_p)$.

إن الدارة المكافئة لدارة المبدل الإلكتروني السابقة موضحة بالشكل 32-3.

تغير قيمة الناقلية Y_d بتغير الجهد V_{gs} . تدعى الدارة السابقة بالمفتاح المبدل التماثلي (Analog switch) لأن جهد الخرج في حالة التوصيل يؤثر على جهد

الدخل، وبشكل آخر، فإن هذا يعني أن إشارات الدخل التي يمكن تمريرها إلى الخرج هي تلك الإشارات ذات الترددات الأقل من مقلوب زمن العبور المساوي في هذه الحالة إلى:

$\tau_{max} = 2.2 \tau_{max}$ حيث $(\tau_{max} = C_{out} \cdot R_{on\ max})$ وهذا بدوره يضع حداً أصغر للجهد V_g .



شكل 32-3- الدارة المكافئة للمفتاح المبدل التماثلي

يبين الشكل 33-3 تغير مقاومة التوصيل R_{on} بتغير الجهد V_{gs} . ومن أجل تجنب تأثير مقاومة التوصيل R_{on} المتعلقة بجهد الدخل V_g ، يمكن استخدام المبدل الإلكتروني المبين بالشكل 34-3 والمؤلف من ترانزستوري MOSFET، الأول من النوع n-channel والآخر من النوع p-channel موصلين على التفرع.

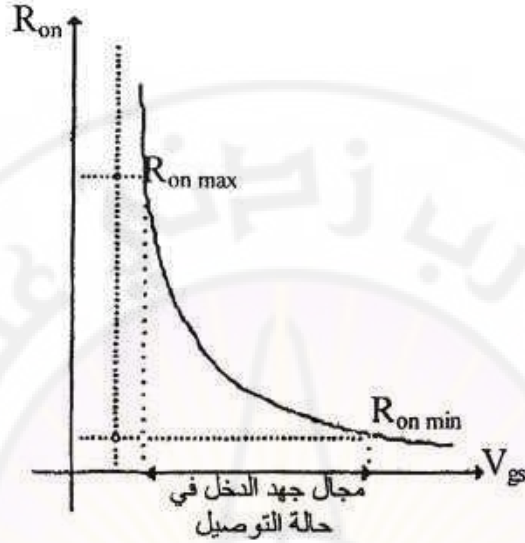
يدعى هذا المبدل بالمبدل التماثلي من النوع CMOS وتكون أوامر التحكم لهذا المبدل هما الجهدان V_{g1} و V_{g2} فعندما يكون:

$$1 - (V_{g1} = -V_{CC} = -V_{g2})$$

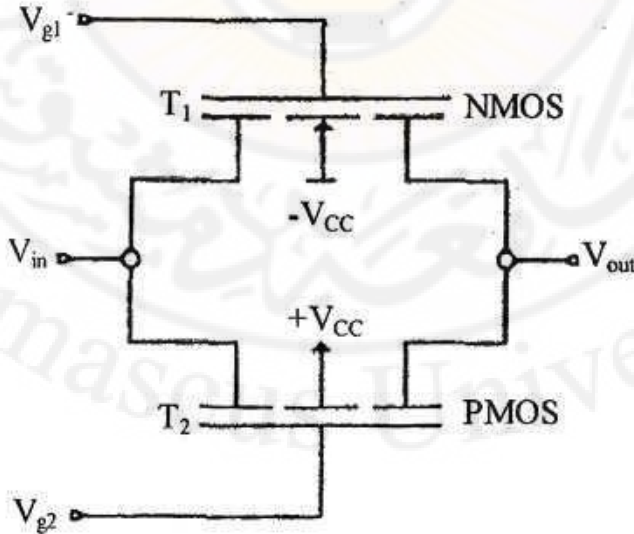
من أجل جميع الجهود المنتمية إلى المجال $[+V_{CC}, -V_{CC}]$ ، فإن كلا الترانزستورين يكونا بحالة قطع معاً.

$$2 - (V_{g1} = +V_{CC} = -V_{g2})$$

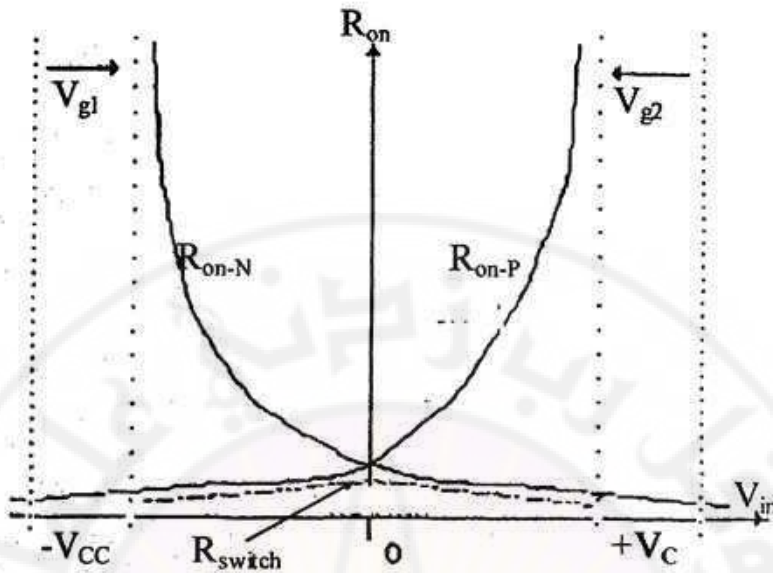
فإن كلا الترانزستورين يكونا بحالة توصيل، وتتبع قيمة مقاومة التوصيل لكل منهما قيمة الجهدين V_{in} و V_{out} وذلك كما هو موضح بالشكل 3-35.



شكل 3-33- تغير مقاومة التوصيل R_{on} بتغير الجهد V_{gs}



الشكل 3-34- المبدل الإلكتروني من النوع CMOS



الشكل 3-35- المقاومة المكافئة للمبدل CMOS

تعتبر مقاومة التوصيل للمبدل من النوع CMOS ثابتة تقريباً على كامل المجال $[-V_{cc}, +V_{cc}]$. وبمقارنة بين المبدل الإلكتروني البسيط (الشكل 3-31) والمبدل من النوع CMOS نلاحظ المميزات الإيجابية التالية للنوع الثاني:

- 1- جهد الخرج يتبع دائماً جهد الدخل ويكون حساب الأزمنة العابرة أكثر سهولة.
- 2- من أجل نفس الأبعاد للمبدلين، يعتبر المبدل من النوع CMOS ذا سرعة أكبر حيث تكون $[(R_{on\ max} \gg R_{switch}) \approx Constant]$.

ولكن مقابل هذه المميزات للمبدل CMOS هناك سيئة تتمثل باستخدام ترانزستورين لتشكيل مبدل واحد مما يضيف بعض التعقيد على أوامر التحكم لكلا الترانزستورين.

الفصل الرابع

دارات تشكيل الإشارات غير الجيبية

1-4-1 قاذح شَمِتْ Schmitt Trigger (دائرة مقارن):

1-4-1-1 قاذح شَمِتْ بمكبر عمليات [1,2,4,8,9]:

يبين الشكل 1-4-1 أ رمز مكبر عمليات (مكبر تفاضلي) ذي خصائص التحويل الجهدية المبينة في الشكل 1-4-ب. يقدم المكبر التفاضلي جهد خرج ثنائي الحالة ويكون ثابتاً ويساوي إحدى قيمتين ثابتتين وهما إما: $v_o = V_{OL}$ عندما يكون:

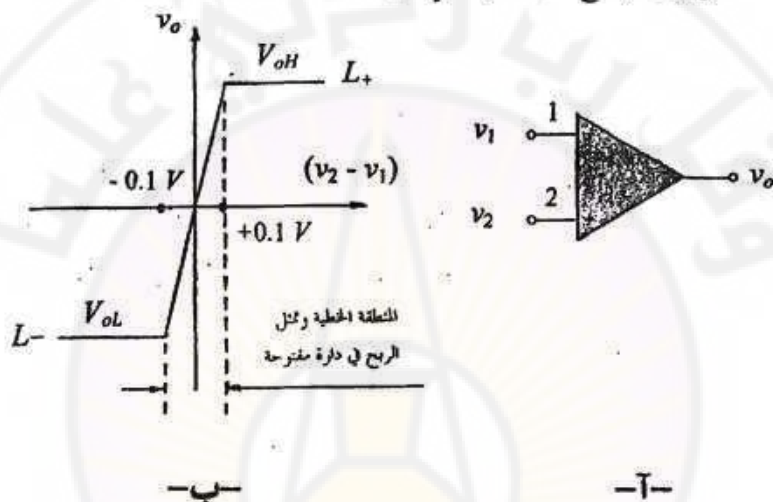
$$(v_2 - v_1) < -0.1 \text{ V}$$

أو يساوي جهد الخرج قيمة ثابتة أخرى وهي: $v_o = V_{OH}$ عندما يكون:

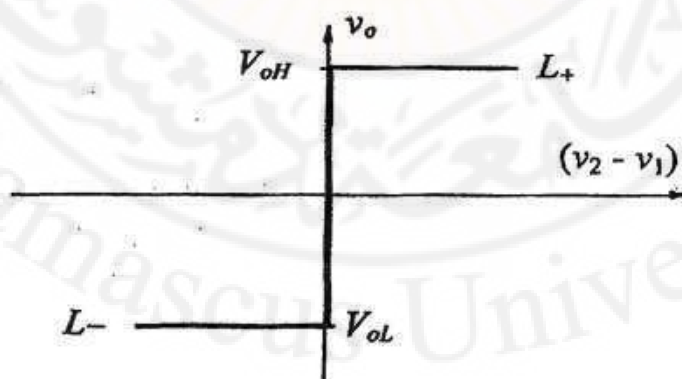
$$(v_2 - v_1) > +0.1 \text{ V}$$

ونفترض تبسيطاً للموضوع أن خواص التحويل للمكبر هي خواص مثالية كالمبينة على الشكل 2-4-2 ويكفي أن يأخذ الدخل القيمة ($v_i > 0$) حتى يأخذ الخرج المستوى الأعلى، أو أن ينتقل الدخل إلى ($v_i < 0$) حتى ينتقل الخرج إلى المستوى الأدنى.

وإذا طبق على المدخل غير العاكس (المدخل 2) جهد مرجعي (V_R) ثابت و طبق على المدخل العاكس (المدخل 1) إشارة (v_i) متغيرة القيمة مع الزمن فإن الخرج سيأخذ إحدى حالتين وهما إما الحالة: $[v_o = V_{OH}]$ عندما يكون $(V_i < V_R)$ ، أو الحالة: $[v_o = V_{OL}]$ عندما يكون $(V_i > V_R)$. ويبدو واضحاً أنه تتم عملية مقارنة لإشارة الدخل (v_i) مع جهد مرجعي ثابت.



شكل 1-4



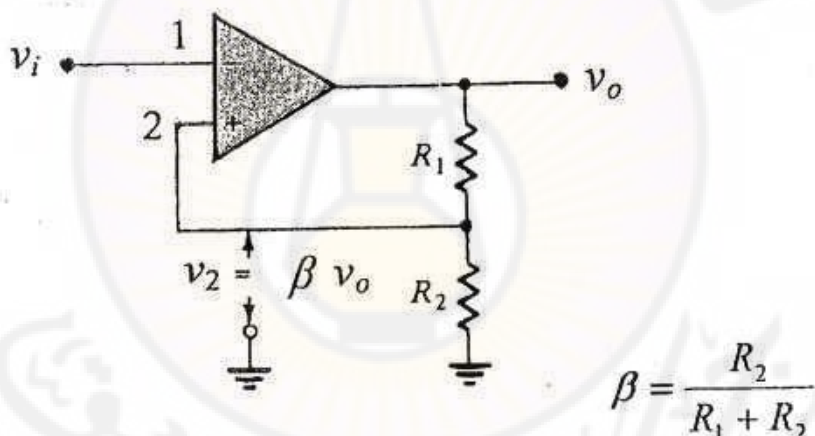
شكل 2-4

لنفترض الدارة المبينة في الشكل 3-4 التي يظهر فيها وجود تغذية عكسية موجبة على المدخل غير العاكس. وإذا افترضنا أن المكبر الأساسي ذو ممانعة خرج صغيرة جداً، يكون عامل التغذية العكسية هو:

$$\beta = R_2 / (R_1 + R_2)$$

وكما نعلم، إن الربح الكلي لمكبر بتغذية عكسية موجبة يكتب على الشكل التالي:

$$A_F = A_o / (1 - \beta A_o) \quad (4-1)$$



شكل 3-4

حيث يمثل A_o ربح الحلقة المفتوحة وهو ربح المكبر الأساسي. يمكن أن يكون الربح الكلي أكبر من A_o ويمكن أن يتزايد حتى يصل إلى اللانهاية. ونقول، عندئذ إن الدارة تكتسب خواص إعادة التوليد (Regenerative) وتتمتع بوظيفة قادح شتت. أي أن التغذية العكسية الموجبة تفيد في الحصول على قادح شتت أو ما يسمى أيضاً بمقارن تجددى أو مقارن بدءاً من مكبر تفاضلي.

إن إشارة الخرج هي من نفس طبيعة إشارة القوس ($v_2 - v_1$) حسب ما يبدو في الشكل 4-2 حيث تستعمل منطقة الإشباع من خصائص التحويل للمكبر. فعند الزمن ($t = 0$) أي عند تطبيق التغذية الكهربائية على الدارة يكون كل من v_1 و v_2 و v_0 مساوٍ إلى الصفر من الناحية النظرية. إلا أن أقل ضجيج أو عدم استقرار عند المدخل سيؤدي إلى أن v_0 قد يأخذ قيمة موجبة أو سالبة بطريقة غير محددة وذلك بحسب إشارة القوس ($v_2 - v_1$). فإذا كانت إشارة القوس موجبة مثلاً فإن الخرج فإن الخرج سيرتفع باتجاه قيمة موجبة. وسيحقق جزء من هذه القيمة الموجبة في المدخل غير العاكس مما سيزيد من قيمة القوس ($v_2 - v_1$) الموجبة. وسيقود هذا السلوك جهد الخرج بسرعة إلى قيمة عظمى ($+V_M$) ويصبح الجهد عند المدخل غير العاكس في النهاية مساوٍ إلى:

$$V_2^+ = +\beta V_M \quad (4-2)$$

وإذا طبقت إشارة v_1 على المدخل العاكس وازدادت لتصبح مساوية إلى الجهد على المدخل غير العاكس أي:

$$v_i = +\beta V_M \quad (4-3)$$

فإن الخرج سيتجه نحو القيمة صفر. وإذا تجاوز v_i القيمة ($+\beta V_M$) فإن الخرج سيتجه نحو القيمة العظمى السالبة لأن القوس ($v_2 - v_1$) يأخذ حينئذ قيمة سالبة، ويصبح جهد الخرج في نهاية الأمر مساوٍ إلى القيمة ($-V_M$).

فمن أجل مكبر ذي ربح عالٍ جداً فإن عرض المنطقة الفعالة (المنطقة الخطية) يصبح ضيقاً جداً (عدة ميلي فولت) وبمكثنا، بالتالي، أن نفترض أن المكبر سيقبل

حالته عندما يصبح $(v_i = V_2)$. وهكذا، فإنه عند ورود إشارة دخل متصاعدة ستحدث العتبة الأولى للتحويل عندما يكون:

$$v_i = V_2 = +\beta V_M \quad (4-4)$$

وسيقبَل جهد الخرج حالته من قيمة عظمى موجبة $(+V_M)$ إلى قيمة عظمى سالبة وهي $(-V_M)$. ويصبح الجهد عند المدخل غير العاكس مساوٍ إلى:

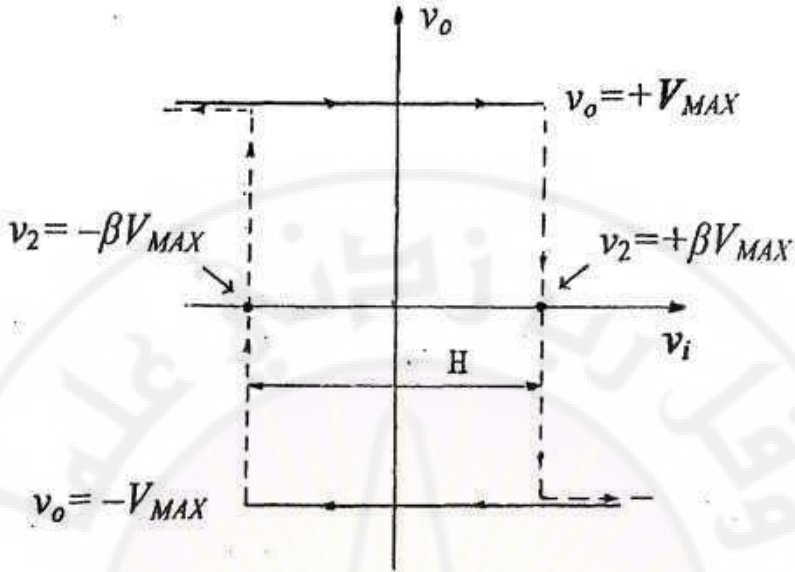
$$V_2 = -\beta V_M \quad (4-5)$$

وحيث إن عملية التحويل السابقة تؤدي إلى ظهور إشارة مرجع جديدة قيمتها $(-\beta V_M)$ عند المدخل غير العاكس أصغر من الجهد عند المدخل العاكس فإن الخرج سيبقى محافظاً على المستوى $(-V_M)$.

وعند هبوط v_i الآن فإن هذه الإشارة يجب أن تتناقص حينئذ حتى تصل إلى المستوى $(-\beta V_M)$ الموجود على المدخل غير العاكس حتى يبدأ العمل "التجديدي" من جديد، ويبدأ عندئذ تزايد جهد الخرج. وحيث إن هذا الفعل سينتقل إلى المدخل غير العاكس فإن ذلك سيؤدي إلى زيادة الفرق $(v_2 - v_1)$ وسيتمجه الخرج بسرعة نحو $(+V_M)$.

نلاحظ أن الدارة تغير حالتها بين مستويين $(+V_M)$ و $(-V_M)$ عندما يجتاز الدخل عتبتين ثابتتين. أي أن هذا الفعل قد أدخل خواصاً تعويقية (*Hysteresis*) على عمل الدارة وأصبحت الدارة ذات خواص تحويل حسب ما يبينه الشكل 4-4. ويعطى عرض الحلقة التعويقية بالعلاقة التالية:

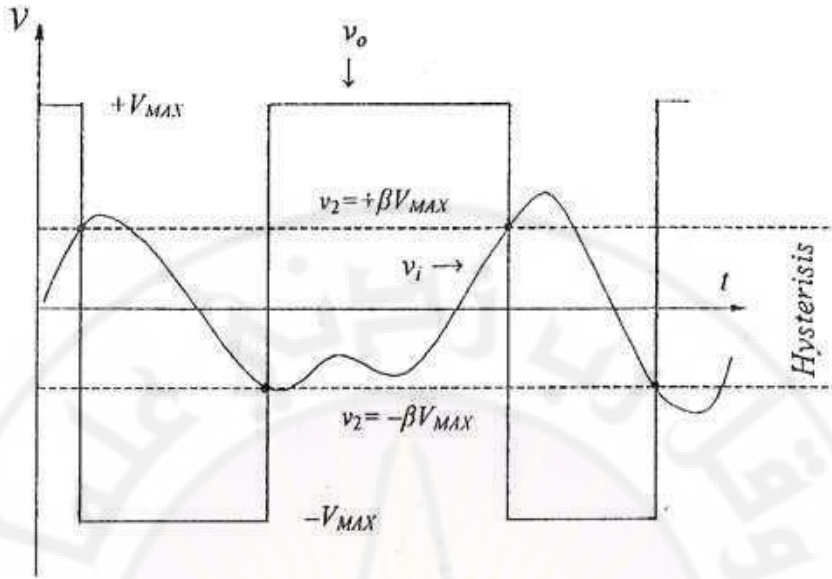
$$H = \Delta v_i = +\beta V_M - (-\beta V_M) = 2\beta V_M \quad (4-6)$$



شكل 4-4

نقول بأن الدارة السابقة تتصف بوجود مستويي تحول عند المدخل العاكس (V_1) ناتجين عن تغير جهد المرجع عند المدخل غير العاكس (V_2) الذي يأخذ قيمتين متعاكستين في الإشارة وهما ($\pm \beta V_M$). ومن مميزات هذه الدارة أنها تتمتع بخواص حذف الضجيج بما يعادل عرض الحلقة التعويضية. فعندما تسجل الدارة قيمة معينة للخروج فإن إشارات ضجيج ضعيفة نسبياً سوف لن تقلب حالتها. لنطبق على المدخل (1) الآن إشارة عشوائية بحيث يكون مطاها كافياً لتجاوز المستويين ($+\beta V_M$) و ($-\beta V_M$) حسب ما يبينه الشكل 4-5. ستظهر إشارة الخرج بالتالي حسب ما هو مبين، وتتغير بين مستويين ($\pm V_M$) بشرط أن يكون:

$$|v_i| > \beta |V_M|$$



شكل 5-4

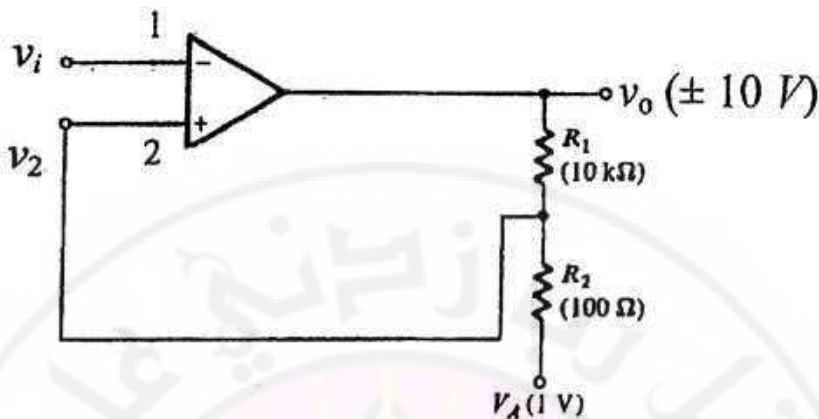
4-1-1-1-1- تغيير عتبي القذح لدارة قاذح شمت بمكبر عمليات:

يمكن تغيير عتبي القذح لتصبحا من نفس القطبية وهذا ما يبينه الشكل 6-4 حيث يؤدي وجود جهد مستمر V_A على طرفي المقاومة R_2 إلى تغيير قيمة الجهد المرجعي على طرف المدخل (2) للمكبر. وتصبح العتبة الأولى لجهد القذح كما يلي:

$$V_{Ref1} = V_A \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_M \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4-7)$$

أما العتبة الثانية لجهد القذح فإنها تساوي إلى:

$$V_{Ref2} = V_A \frac{R_1}{R_1 + R_2} - V_M \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4-8)$$



شكل 6-4

ومنه فإن قيمة الجهد V_A وقطبيته تؤثران على قيمة جهد العتبة وقطبيته. فإذا اعتبرنا القيم المبينة على الشكل 6-4 فإنه ينتج ما يلي:

$$V_{Ref1} = 1 \frac{10}{10.1} + 10 \frac{0.1}{10.1} = +1.089 \text{ Volts}$$

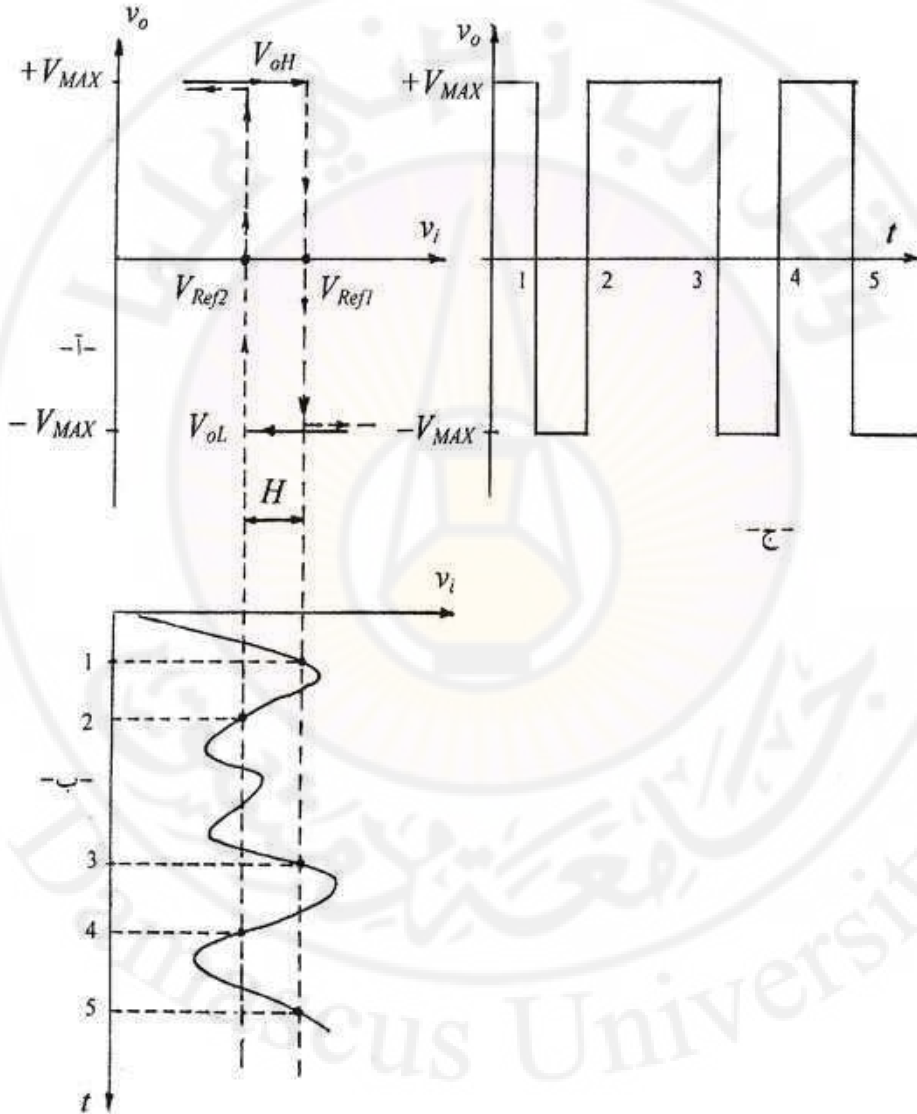
$$V_{Ref2} = 1 \frac{10}{10.1} - 10 \frac{0.1}{10.1} = +0.891 \text{ Volts}$$

ونلاحظ أن مستويي القدح أصبحا موجبين وأن $(V_{Ref2} < V_{Ref1})$ وأن الفرق بين هاتين العتبتين يحدد عرض الحلقة التعويقية H ويساوي إلى:

$$H = V_{Ref1} - V_{Ref2} = 1.089 - 0.891 = 0.198 \text{ Volts}$$

يبين الشكل 7-4- (آ) خواص التحويل لهذه الحالة. إن تطبيق إشارة ذات شكل عشوائي على المدخل (1) العاكس حسب ما يبينه الشكل 7-4- (ب) يغير حالة الدارة

عندما تعبر إشارة الدخل العتبة الأولى V_{Ref1} صعوداً والعتبة الثانية V_{Ref2} هبوطاً. وتظهر إشارة الخرج حسب ما يبينه الشكل 7-4-ج)، حيث نفترض هنا أن الخرج كان مسبقاً عند المستوى $(+V_o)$ قبل ورود إشارة الدخل.



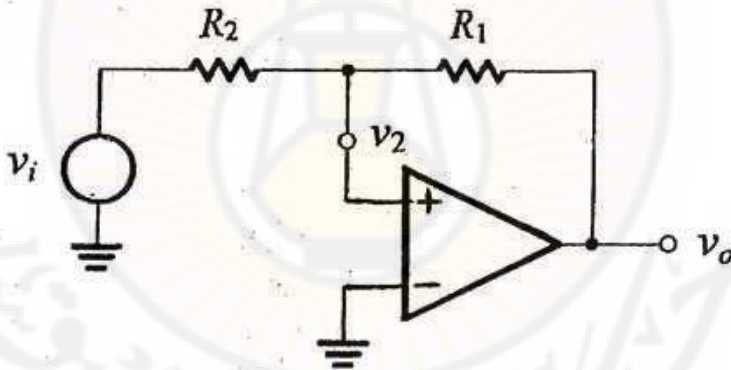
شكل 7-4

4-1-1-2- قاذح شمت بخصائص تحويل (نقل) غير عاكسة:

A Schmitt Trigger with Noninverting Transfer Characteristics

يمكن الحصول على دارة ذات خصائص تحويل غير عاكسة وذلك بتطبيق إشارة لدخل v_i (إشارة القدح) بين المقاومة R_2 والأرض كما يبينه الشكل 4-8. فمن أجل الحصول على خصائص النقل نحسب قيمة الجهد (v_2) اعتماداً على نظرية لتراكب الدارة المشكلة من R_1 و R_2 فنحصل على ما يلي:

$$v_2 = v_i \frac{R_1}{R_1 + R_2} + v_o \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4-9)$$



شكل 4-8- دارة قاذح شمت غير عاكسة

يبدو من هذه المعادلة أنه إذا كانت الدارة مستقرة عند الحالة الموجبة أي أن $(v_o = +V_M)$ ، فإن قيمة موجبة من v_i سوف لن يكون لها أي تأثير. وحتى نقدر الدارة إلى الحالة الأخرى، أي إلى الحالة $(-V_M)$ ، فإن جهد الدخل v_i يجب أن

يكون سالباً وذا قيمة بحيث يجعل (v_2) يتناقص دون الصفر. وهكذا فإن جهد العتبة الأدنى V_{TL} يمكن إيجادها، بالرجوع إلى المعادلة (9-4)، وتبديل كل من $(v_0 = +V_M)$ و $(v_2 = 0)$ و $(v_i = V_{TL})$ ، فينتج ما يلي:

$$V_{TL} = -V_M (R_2 / R_1) \quad (4-10)$$

وبالمثل، تشير المعادلة (9-4) أنه عندما تكون الدارة في حالة الخرج السالب أي $(v_0 = -V_M)$ ، فإن قيمة سالبة من v_i سيجعل الجهد عند المدخل v_2 أكثر سلبية ولن يكون هناك أي تأثير على العملية.

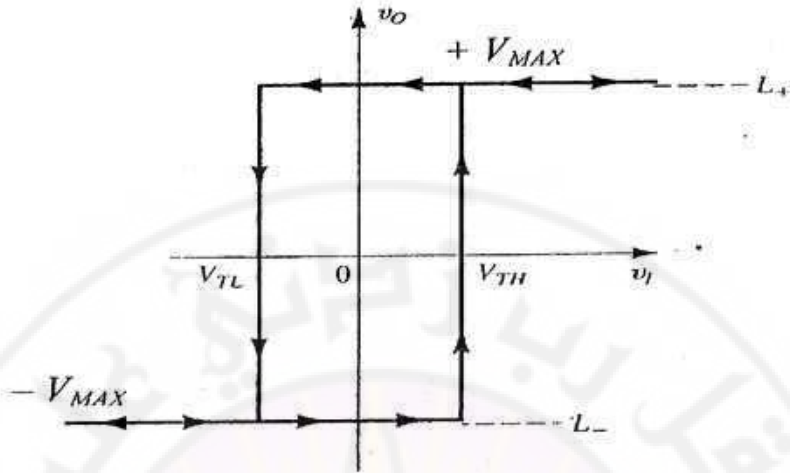
ولكي نبدأ عملية التفعيل التي تجعل الدارة تنتقل إلى الحالة الموجبة، يجب أن نجعل v_2 يتجه نحو قيمة موجبة. إن قيمة v_i التي تحقق هذا الواقع هي قيمة جهد العتبة العالي V_{TH} الذي يمكن إيجادها، بالرجوع إلى المعادلة (9-4)، وتبديل كل من:

$$(v_i = V_{TH}) \text{ و } (v_2 = 0) \text{ و } (v_0 = -V_M)$$

ينتج ما يلي:

$$V_{TH} = +V_M (R_2 / R_1) \quad (4-11)$$

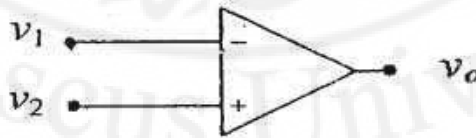
يبين الشكل 9-4 خواص التحويل لهذه الدارة. نلاحظ أن إشارة قذح v_i موجبة وذات قيمة أكبر من V_{TH} تجعل الدارة تنتقل إلى الحالة الموجبة، أي أن الخرج ينتقل من $(-V_M)$ إلى $(+V_M)$ ، وهكذا نقول أن خواص التحويل لهذه الدارة هي غير عاكسة.



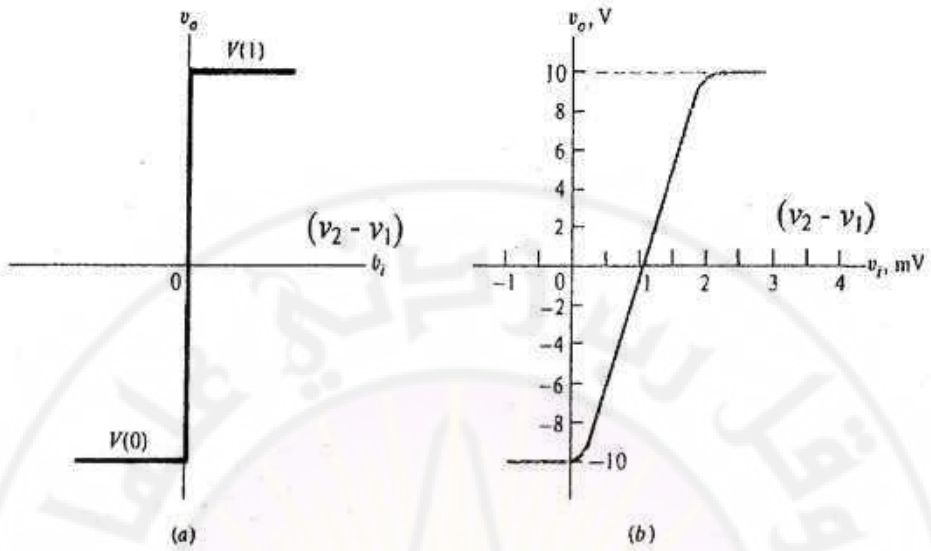
شكل 4-9- خواص التحويل لقادح شمت غير عاكس

2-4- دائرة مقارن (Comparator) بمكبر عمليات^[4]:

وهو كما يبينه الشكل 4-10، له مدخلان (v_1, v_2) ومخرج (v_o) . وغالباً يكون المدخل (v_1) جهداً مرجعياً ثابتاً (V_R) ، ويكون المدخل الآخر إشارة متغيرة مع الزمن. يتمتع المكبر المثالي بخصائص التحويل الجهدية المبينة في الشكل 4-11-أ حيث يكون جهد الخرج ثابتاً $[v_o = V(0)]$ إذا كان $[v_i = (v_2 - v_1) < 0]$. ويكون له جهد خرج ثابت آخر وهو $[v_o = V(1)]$ إذا كان $(v_i > 0)$. ومنه، إذا كان $(v_1 = V_R)$ ، يكون $[v_o = V(0)]$ عندما يكون $(v_2 < V_R)$ و $[v_o = V(1)]$ عندما يكون $(v_2 > V_R)$.



شكل 4-10- مكبر عمليات بدائرة مفتوحة يصبح مقارناً



شكل 11-4- خصائص التحويل:
(a) - لمقارن مثالي، (b) - لمقارن عملي

من الواضح أن الدخل يقارن مع جهد المرجع وأن الخرج يأخذ إحدى حالتين: مستوى جهد $V(0)$ ومستوى جهد $V(1)$. ويمكن الحصول على المستويين $V(0)$ و $V(1)$ بما تتوافق مع المستويات المنطقية: MOS, ECL, TTL وكذلك مع جهود أخرى مثل: $\pm 10 \text{ V}$.

إن خصائص التحويل النموذجية لمكبر العمليات هي كالمبينة في الشكل b-11-4. يلاحظ أن التغير في حالة الخرج تحدث نتيجة زيادة في جهد الدخل (Δv_i) بمقدار (2 mV) فقط. نلاحظ أن جهد الإزاحة للدخل (Input Offset Voltage) يتضمن خطأ في نقطة المقارنة بين (v_2) و (V_R) بحدود (1 mV) . في بعض التطبيقات، قد يكون هذا المقدار من جهد الإزاحة كبيراً جداً وسيكون من الضروري عمل حالة موازنة.

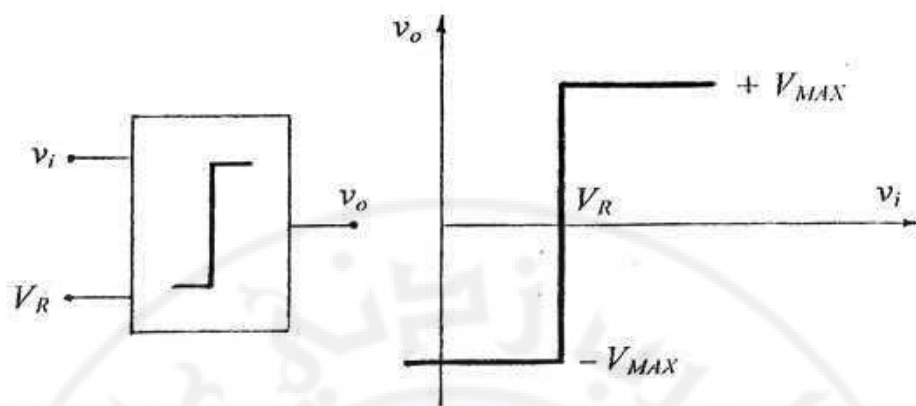
لقد صمم عدد من مكبرات العمليات خصيصاً لتطبيقات المقارن وقد وردت تسميات هذه المكبرات في مواصفات الجهات المصنعة باسم عازل/مقارن جهد (*Voltage Comparator/Buffer*) بدلاً من مكبر عمليات. تشير التسمية "عازل" بأن المقارن سوف لن يشكل حملاً على مصدر الإشارة بسبب مقاومة مدخله العالية جداً. من بين الشرائح العديدة المتوافرة للمقارن نذكر:

(*Fairchild $\mu A710$*) , (*Harris HA 2111*) , (*National LM111*) , (*Analog Devices AD 604*).

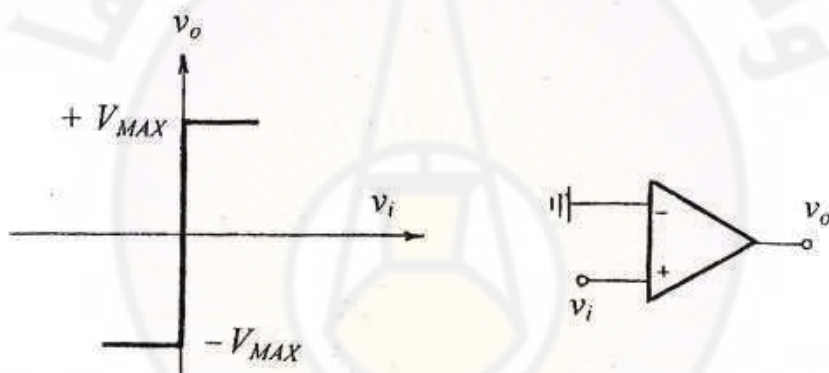
يكون (Δv_i) صغيراً ويمكن أن يصل حتى ($15 \mu V$) ويتراوح زمن الاستجابة (وهو الزمن اللازم ليعبر المقارن الحالة) بين (20 ns) و (200 ns).

تستعمل دائرة المقارن في تطبيقات مختلفة تشمل، مثلاً، كشف مستوى معين من إشارة دخل بالنسبة إلى قيمة عتبة محددة مسبقاً. ويمكن أن نفكر عادة أن يكون للمقارن قيمة عتبة واحدة كما يبينه المخطط الصندوقي وخواص التحويل له المبيان في الشكل 4-12. أو أن يكون له خواص تعويقية (*Hysteresis*) ذات قيمتي عتبتين متناظرتين بالنسبة لمستوى مرجعي محدد كما رأينا سابقاً ويكون الفرق بين هاتين العتبتين محدود 100 mV عادة.

يمكن توصيل دائرة المقارن حسب ما يبينه الشكل 4-13-a حيث يوصل المدخل العاكس بالأرض ويكون الجهد المرجعي في هذه الحالة صفراً ويتم تطبيق إشارة الدخل على المدخل غير العاكس وتكون خصائص التحويل لهذه الحالة كما يبينه الشكل 4-13-b. تفيد هذه الخصائص على أنه عندما تتجاوز إشارة الدخل العتبة صفر بالاتجاه الموجب يقفز جهد الخرج إلى المستوى الأعلى ($+V_{\text{max}}$) وتقوم الدارة بوظيفة مقارن غير عاكس.



شكل 12-4

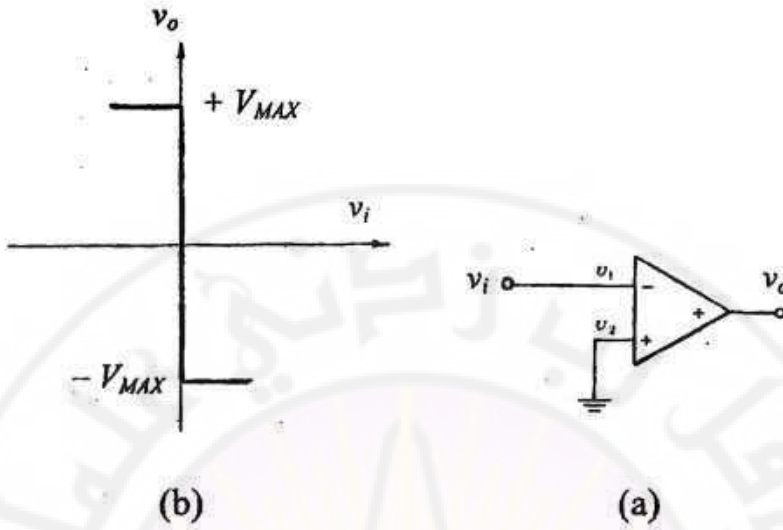


(b)

(a)

شكل 13-4- مقارنة غير عاكس وخصائص التحويل له

أما إذا تم توصيل المدخل غير العاكس إلى الأرض وتم تطبيق إشارة الدخل على المدخل العاكس فنحصل على دائرة مقارنة عاكس كما يبينه الشكل a-14-4 وتكون خصائص التحويل له كما يبينه الشكل b-14-4. وفي هذه الحالة، عندما تتجاوز إشارة الدخل العتبة صفر بالاتجاه الموجب يقفز جهد الخرج إلى المستوى الأدنى ($-V_{\max}$) وتقوم الدارة بوظيفة مقارنة عاكس.



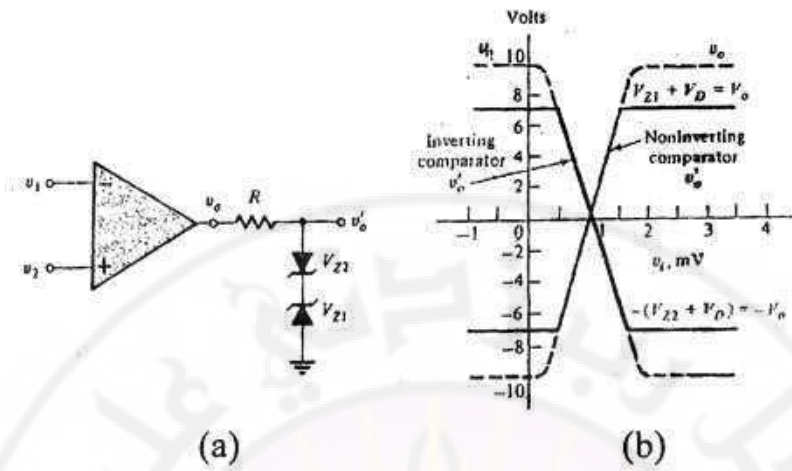
شكل 14-4- مقارنة عاكس وخصائص التحويل له

من أجل الحصول على جهود خرج محددة، ذات مطال لا يعتمد على جهود منبع التغذية، نضيف مقاومة R وثنائي زينير إلى مخرج المقارن كما يبينه الشكل a-15-4. يتم اختيار قيمة المقاومة بحيث تسمح للثنائين بالعمل عند تيار زينير المحدد. يمثل الخط المقطع جهد الخرج (v_o) من المقارن بينما يمثل الخط المستمر الجهد ($\hat{v}_o$) على الثنائين.

إن جهدي الخرج ($\hat{v}_o$) المحددين هما:

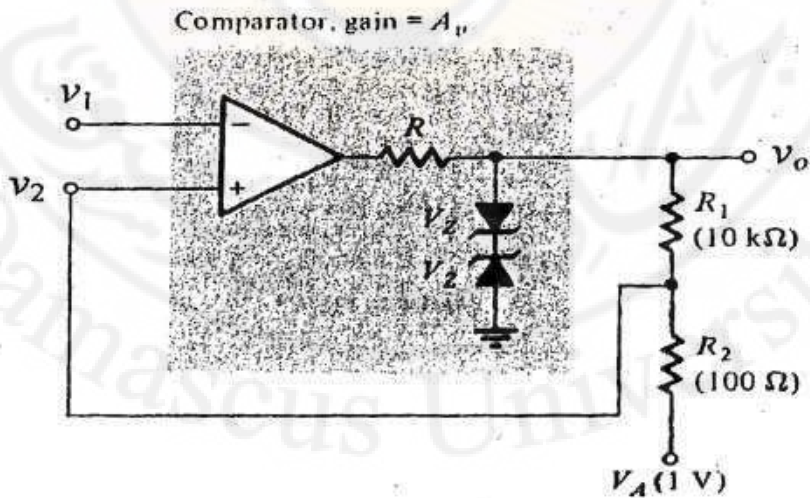
$$[-(V_{Z2} + V_D) \equiv -V_o] \quad \text{و} \quad (V_{Z1} + V_D \equiv V_o)$$

علماً بأن ($V_D \approx 0.7 \text{ V}$) هو الجهد الأمامي للثنائي pn . وهناك فائدة أخرى لإضافة ثنائين زينير وهي أن عملية التحديد تعطي جهد خرج ($\hat{v}_o$) ذي تحديد أفضل مما يديه جهد الخرج (v_o).



شكل 15-4- مقارنة بمجهز بدارة تحديد

ويمكن تعديل دارة المقارن (قارح شمت) المبينة على الشكل 6-4 إلى الدارة المبينة على الشكل 16-4.



شكل 16-4

4-1-3- قاذح شَمِتْ ترانزستوري ذو اقتران بالبائع^(9,7,4,1):

Schmitt Trigger "Emitter Coupled Binary"

تعطي هذه الدارة إشارة مربعة تتغير بين قيمتين مهما كان شكل إشارة الدخل. يبين الشكل 4-17 مكبرين عاكسين حيث يوصل بمجمّع المكبر الأول مع قاعدة المكبر الثاني ويلاحظ أيضاً وجود اقتران بين المكبرين عن طريق المقاومة R_e المشتركة بين الباعثين. يمكن لهذه الدارة أن تحقق عدة غايات بحسب قيمة الربح $\left[\frac{v_o}{v_i} \right]$ ويعتمد هذا الربح على قيمة المقاومة R_{C1} وكذلك على قيمة المقاومة R_e .

- يمكن للدائرة أن تعمل كمكبر ذي ربح محدود:

عندما يكون المكبر (A_2) موصلًا سيمر تياره (I_{C2}) في المقاومة R_e ويكون:

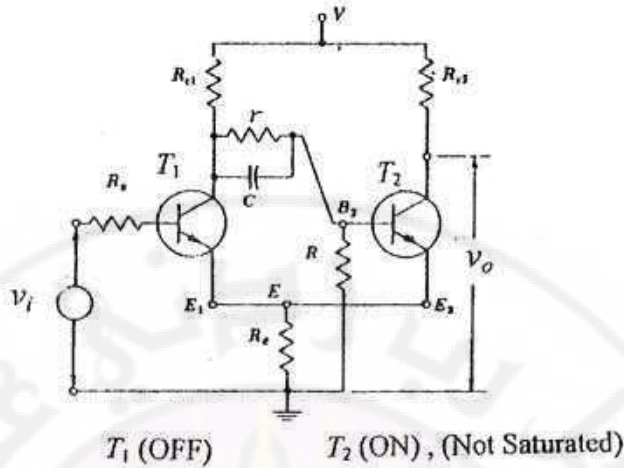
$$V_E = R_e (I_{C1} + I_{C2})$$

حيث يمكن أن يأخذ التيار I_{C1} قيمة الصفر إذا فرضنا أن المكبر A_1 بحالة قطع (Off). ويمكن أن يبقى A_1 هكذا حتى قيمة معينة من إشارة الدخل التي تتزايد بحيث إن:

$$V_{BE1} = v_i - I_{C2}R_e$$

تصبح كافية لنقل A_1 من حالة القطع إلى حالة التوصيل (On)، فحتى هذه اللحظة يبقى جهد الخرج ثابتاً ويساوي:

$$v_o = V - I_{C2} R_{C2} = \text{Constant}$$



شكل 4-17- دائرة قاذح شُيئت ترانزستورية

حيث I_{C2} هو التيار الذي يعبر T_2 عندما يكون T_1 بحالة قطع. فبدءاً من قيمة v_i التي توصّل T_1 تعمل المجموعة (A_1, A_2) عندئذ كمكبر ذي ربح موجب وذلك لأن كلا من A_1 و A_2 مكبرين عاكسين. إن جهد الخرج v_o يتزايد بتزايد جهد الدخل v_i ، وبنفس الوقت، يتناقص V_{B2} بتزايد I_{C1} وبتزايد V_E وعندها يصبح:

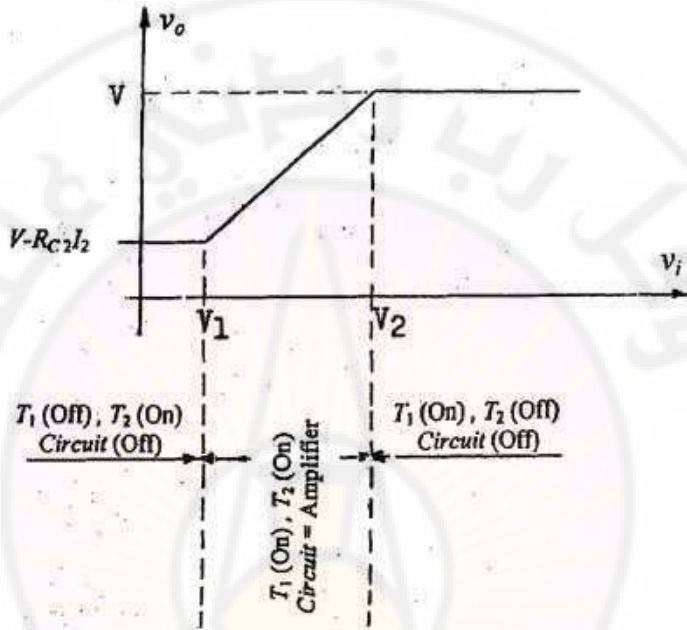
$$V_{BE2} = V_{B2} - V_E$$

ذا قيمة مناسبة وسيصبح A_2 عندئذ بحالة قطع. وعندما يستمر v_i في التزايد، فإن v_o يبقى ثابتاً ويساوي إلى V . يبين الشكل 4-18 استجابة الدارة في هذه الحالة، حيث V_1 هو قيمة إشارة الدخل التي يوصّل عندها A_2 .

يمكن للدائرة أن تعمل كمكبر ذي ربح يساوي اللافهاية:

- ليزيد تكبير الدارة وليكن ذلك بزيادة قيمة المقاومة R_{C1} . نعلم بأن جهد قطع الدارة A_1 لا يتغير بتغير R_{C1} ، وبالتالي فإن قيمة V_1 لا تتغير، وحيث إن الربح يتزايد فسيؤدي هذا إذن إلى تناقص V_2 .

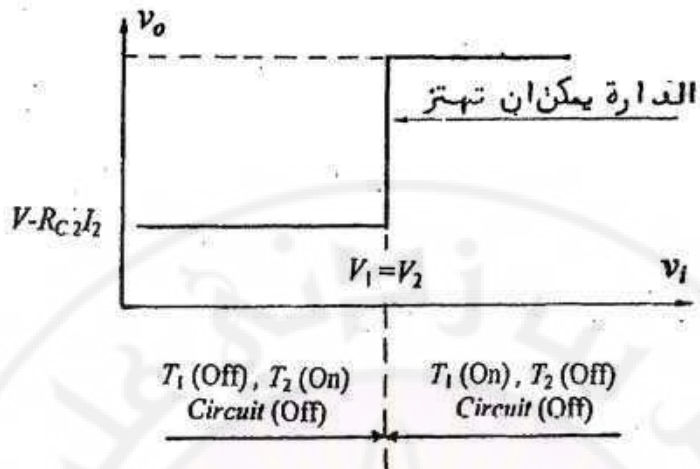
إن ميل خط الاستجابة للدارة عندما تعمل كمكبر يتزايد وعندما يصل الربح إلى قيمة لانهائية يصبح الميل عموديا كما يبينه الشكل 4-19، وتحول الدارة عندها إلى دائرة مهتز.



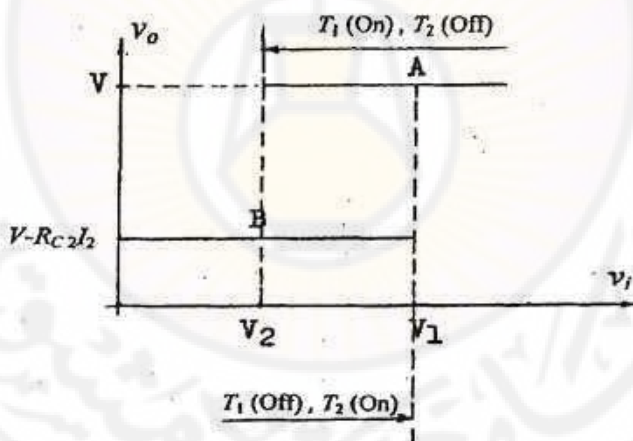
شكل 4-18 - استجابة الدارة عندما تعمل كمكبر

- يمكن للدارة أن تعمل كمهتز ثنائي الاستقرار:

إذا تابعنا التأثير على العامل الذي يزيد قيمة الربح، يعني هذا أن جهد النقطة E الراجع إلى المكبر A_1 يستمر في التزايد، وحيث إن لهذا الجهد نفس إشارة الجهد v_i فإن المكبر يتميز بوجود رد فعل موجب ذي ربح أكبر من الواحد. نقول أن ربح الحلقة قد أصبح أكبر من الواحد ($Loop\ Gain > 1$) ويمكن للدارة، عندئذ، أن تعمل كمهتز وسنرى تأثير تغير v_i بالرجوع إلى الشكل 4-20.



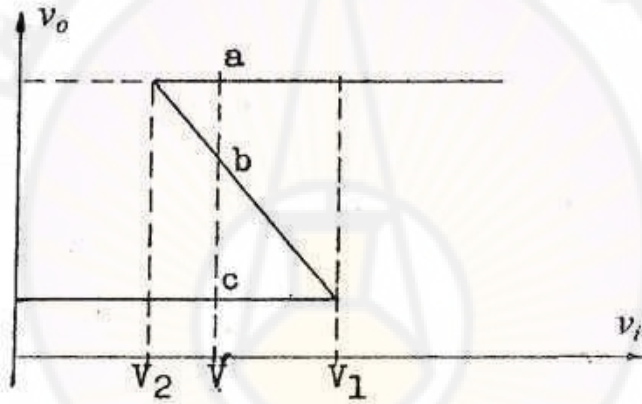
شكل 19-4 - استجابة الدارة عندما تعمل كمهتر



شكل 20-4 - خواص دارة شمت عندما يصبح ربع الحلقة أكبر من الواحد

- عندما يتزايد v_i بدءاً من الصفر سيبقى v_o ثابتاً إلى أن يتجاوز v_i القيمة V_1 فعندها سيقفز v_o إلى المستوى الأعلى أي إلى النقطة A .

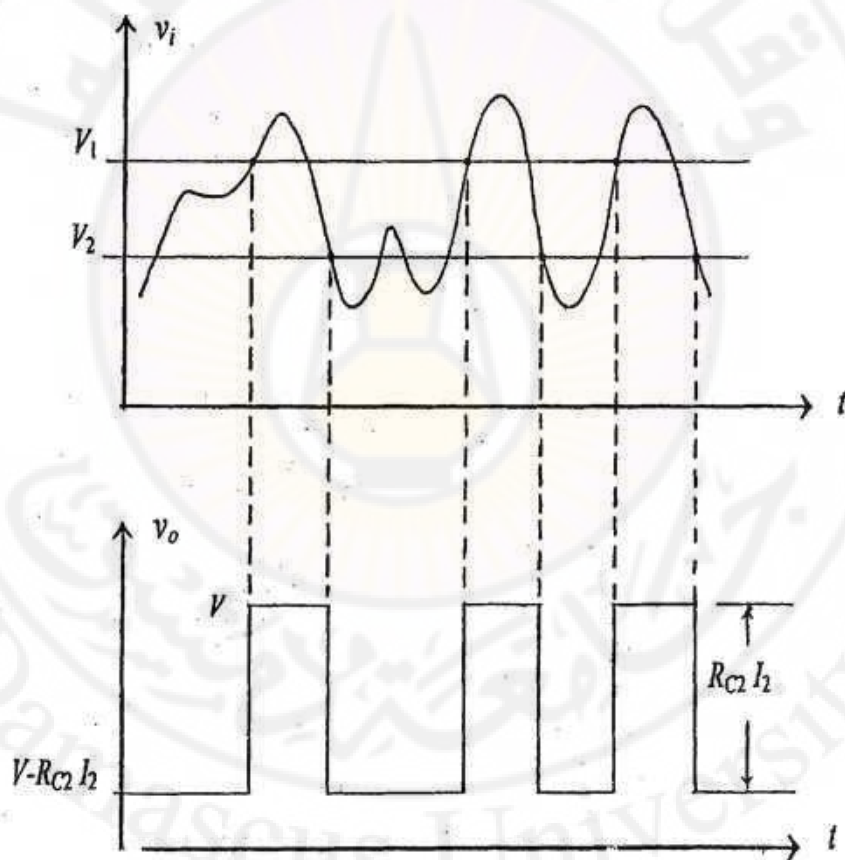
- إذا كان v_i في البداية ذا قيمة كبيرة وبدأ يتناقص فإنه سيتجاوز القيمة V_1 وسيصل إلى القيمة V_2 كما هو مبين في الشكل، وعندها سيهبط الخرج v_o إلى النقطة B فجأة. نقول أن منحنى الاستجابة للدائرة له شكل حرف (S) كما يبدو على الشكل 21-4 ويتصف بوجود منطقة ذات ميل سالب. إن هذه الدائرة تبدي خاصية تعويقية (Hysteresis) أي أنه كي نحدث انتقالاً في اتجاه ما (من الأسفل إلى الأعلى مثلاً) يجب أن نمر أولاً بخلف الجهد الذي يمكن أن يحدث عنده الانتقال إلى الاتجاه المعاكس الآخر.



شكل 21-4- خواص دائرة شيمت وتتميز بوجود منطقة ذات ميل سالب

من أجل إشارة دخل قيمتها V أي $[v_i = V]$ تقع بين V_1 و V_2 وبرسم مستقيم عمودي يقطع المنحنى (S) في ثلاث نقاط، تكون النقطتان (a , c) هما نقطتان مستقرتان والنقطة (b) نقطة غير مستقرة لوقوعها على مستقيم ذي ميل سالب. أي أنه عندما تنافس v_i لتساوي V تكون قيمة v_o معينة بالنقطة a وإذا كانت v_i تتزايد حتى تساوي V تكون قيمة v_o معينة بالنقطة (c).

يظهر مما سبق أنه يمكن أن توجد دائرة شُيِّتَ في إحدى حالتين مستقرتين حيث يكفي أن يكون لإشارة الدخل أي شكل كان وأن تمر هذه الإشارة صعوداً في المستوى V_1 حتى تأخذ إشارة الخرج القيمة V . وعندما تناقص إشارة الدخل إلى المستوى V_2 تعود إشارة الخرج إلى القيمة $(V - I_{C2} R_{C2})$ كما يبينه الشكل 22-4. ويكون الخرج عبارة عن إشارة مربعة ذات شكل ومطال لا يعتمدان على شكل ومطال إشارة الدخل.



شكل 22-4- استجابة دائرة شُيِّتَ لإشارة دخل ذات شكل عشوائي

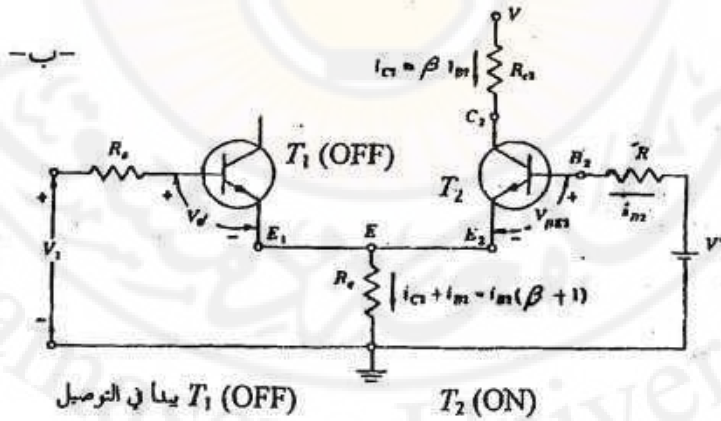
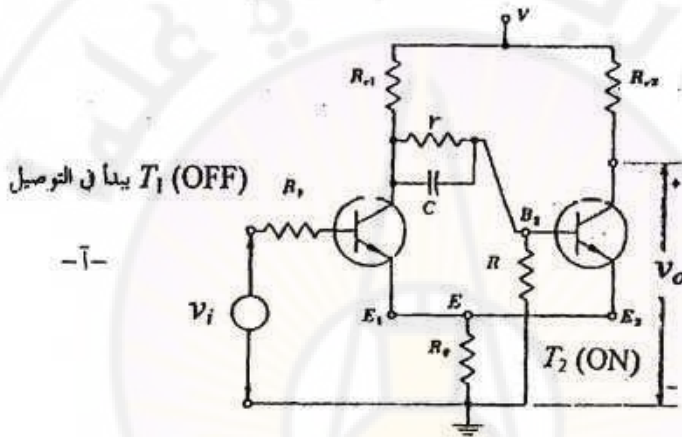
4-1-3-1- حساب مستويي القدح V_1 و V_2 لدارة قاذح شتت ترانزستوري:

آ- حساب V_1 :

لنفترض الدارة المبينة في الشكل 4-23-آ ولننطلق من الحالة التي يكون فيها:

- T_1 بحالة قطع (Off) و T_2 بحالة وصل (On).

ولنحسب قيمة V_1 أي جهد إشارة الدخل عندما يبدأ الترانزستور T_1 بالتوصيل.



شكل 4-23- آ- دارة شتت (الحالة الأولى)

ب- الدارة المكافئة من أجل حساب V_1

لنرسم الدارة المكافئة للدارة الموصلة بين مجمّع T_1 وقاعدة T_2 ، وباستخدام نظرية ثفنن كما يبينه الشكل 4-23- (آ و ب)، نكتب:

$$V' = V \frac{R}{R + r + R_{C1}} \quad (4-12)$$

$$\dot{R} = \frac{R(r + R_{C1})}{R + r + R_{C1}} \quad (4-13)$$

$$I_{C2} = \beta I_{B2}$$

أما التيار الذي يجتاز المقاومة R_e يساوي:

$$I_{C2} + I_{B2} = I_{B2} (\beta + 1)$$

وتعطي قوانين كيرتشوف المطبقة على دارة قاعدة الترانزستور T_2 ما يلي:

$$V' - V_{BE2} = [R' + (\beta + 1) R_E] I_{B2} \quad (4-14)$$

$$I_{B2} = \frac{V' - V_{BE2}}{R' + (\beta + 1) R_E} \quad (4-15)$$

$$V_e = R_e (I_{C2} + I_{B2})$$

$$V_e = R_e (\beta + 1) \frac{V' - V_{BE2}}{R' + (\beta + 1) R_E} \quad (4-16)$$

$$V_I = V_e + (V_{BE})_d$$

حيث:

$(V_{BE})_d$ هو قيمة الجهد V_{BE} الذي يترك عنده الترانزستور حالة القطع، ومنه:

$$V_I = (V_{BE})_d + (V' - V_{BE2}) \frac{(\beta + 1)R_e}{R' + (\beta + 1)R_e} \quad (4-17)$$

ملاحظة:

- لم تدخل مقاومة المنبع الداخلية R_S في الحساب وذلك لأن الترانزستور T_1 بحالة قطع. وبافتراض أن:

$$(\beta + 1)R_e \gg R' \quad (4-18)$$

ينتج:

$$V_I = (V_{BE})_d + V' - V_{BE2} \quad (4-19)$$

حيث:

Si	Ge	
0.6 V	0.2 V	V_{BE} لترانزستور موصل - خطي
0.5 V	0.1 V	$(V_{BE})_d$ (انتهاء حالة القطع)

وبالتالي يكون:

$$V_I = V' - 0.1 \quad (4-20)$$

$$V_I = V \frac{R}{R + r + R_{Cl}} - 0.1 \quad (4-21)$$

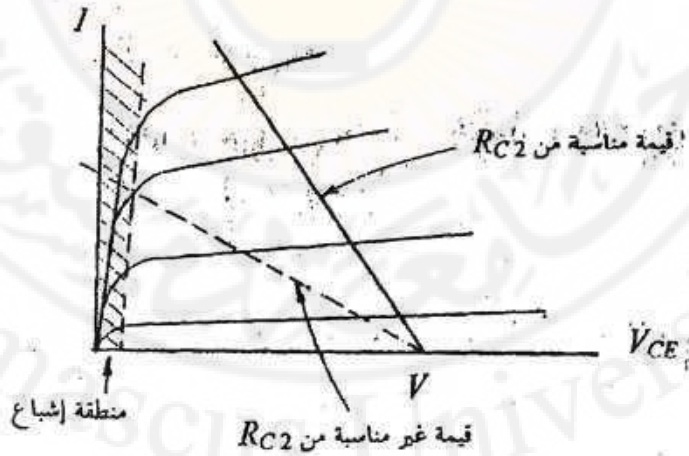
يبين هذا أن قيمة V_I لا تعتمد على β أو R_e أو درجة الحرارة أو طبيعة الترانزستور (NPN أو PNP) نوع (S_i أو G_e) وذلك بعد الأخذ بالحسبان الشرط السابق وهو:

$$(\beta + 1) R_e \gg R$$

ويكفي أن تكون قيم كل من V والمقاومات ثابتة ودقيقة وذلك من أجل الحصول على قيمة ثابتة ودقيقة للجهد V_I .

وإذا اعتبرنا الحالة التي يكون فيها T_I بحالة قطع والتي يكون فيها T_2 مشبعاً، فإن انتقال الدارة من هذه الحالة إلى الحالة المستقرة الثانية لا يتم بمجرد أن يبدأ T_I بالتوصيل وإنما يحدث هذا الانتقال متأخراً قليلاً أي عندما يبدأ T_2 بترك حالة الإشباع.

نستنتج مما سبق أنه يستحسن عدم استعمال T_2 مشبعاً في دارة شتت وأنه من الضروري أن تكون قيمة R_{C2} صغيرة كما يبينه الشكل 4-24. ونلاحظ أيضاً، حيث إن R_e لها قيمة مهمة بالمقارنة مع R_{C2} تكون إشارة الخرج جزءاً فقط من الجهد V .



شكل 4-24 - تحديد قيمة مناسبة لمقاومة الحمل

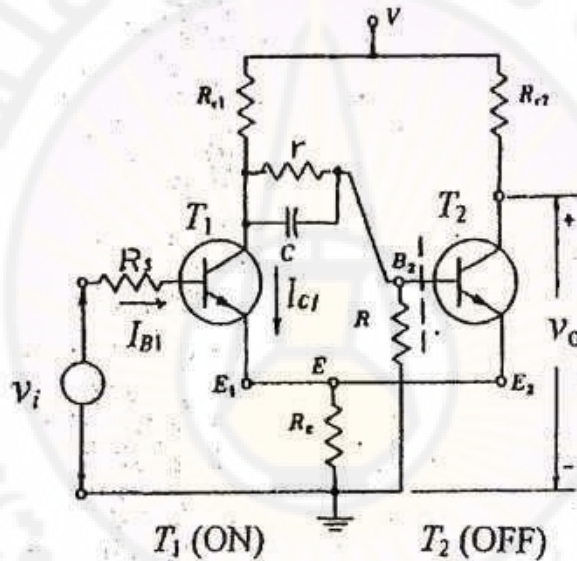
ب- حساب V_2 :

إن الحالة الثانية، وهي حسب ما يبينه الشكل 4-25 قد أصبحت كما يلي:

- T_1 بحالة وصل (On).

- T_2 بحالة قطع (Off).

وإن جهد إشارة الدخل سيبدأ بالتناقص حتى يصل إلى القيمة V_2 الذي عنده ينتقل T_2 إلى حالة التوصيل.



شكل 4-25- الحالة الثانية لدائرة لادح شمت

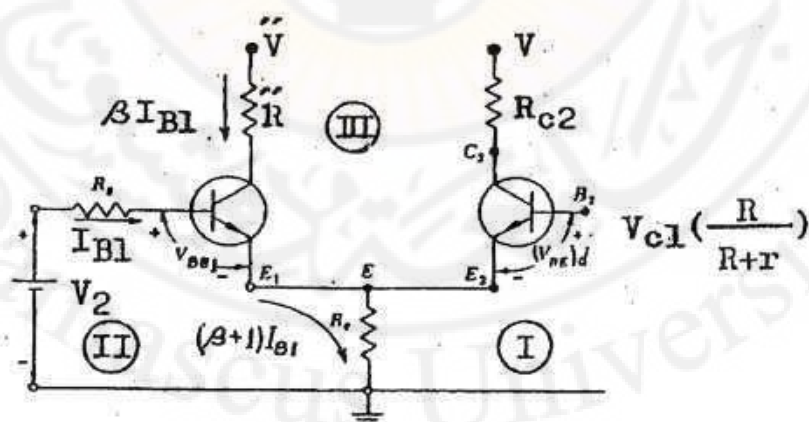
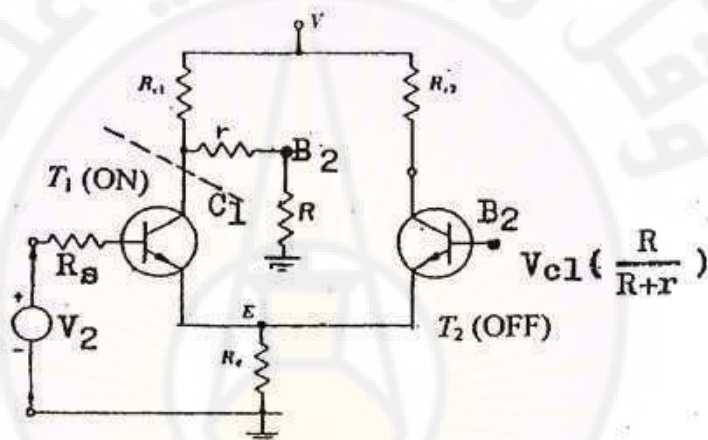
نرسم الدارة المكافئة لهذه الحالة وهي حسب ما يبينه الشكل 4-26 وذلك

بتطبيق نظرية ثفنن التي تبين أن مجع T_1 يغذى بمنبع مكافئ له جهد (V'') ومقاومة داخلية (R'')، ومنه يكون:

$$V'' = V \frac{R+r}{R+r+R_{C1}} \quad (4-22)$$

$$R^* = \frac{R_{C1} \times (R+r)}{R+r+R_{C1}} \quad (4-23)$$

$$V_{B2} = \frac{R}{R+r} V_{C1} \quad (4-24)$$



شكل 4-26- الدارة المكافئة للحالة الثانية

من الحلقة (III) نكتب:

$$V_{C1} = V^* - \beta R^* \times I_{B1} \quad (4-25)$$

من الحلقة (I) نكتب:

$$V_{B2} - (V_{BE})_d = V_e \quad (4-26)$$

وبالتعويض ينتج:

$$V_{C1} \times \frac{R}{R+r} - (V_{BE})_d = (\beta+1)I_{B1} \times R_e \quad (4-27)$$

ومنه نستخرج قيمة I_{B1} :

$$I_{B1} = \frac{V^* \frac{R}{R+r} - (V_{BE})_d}{(\beta+1)R_e + \beta \frac{R^*R}{R+r}} \quad (4-28)$$

من الحلقة (II) نكتب:

$$V_2 = V_{BE1} + [R_S + (\beta+1)R_e] I_{B1} \quad (4-29)$$

وبالتعويض عن I_{B1} بقيمتها من المعادلة (28-4) نكتب:

$$V_2 = V_{BE1} + [R_S + (\beta+1)R_e] \frac{V^* \frac{R}{R+r} - (V_{BE})_d}{(\beta+1)R_e + \beta \frac{R^*R}{R+r}} \quad (4-30)$$

ومن المعادلتين (4-12) و (4-22) نكتب:

$$V'' = V' \frac{R+r}{R} \quad (4-31)$$

وبالتعويض في المعادلة (4-30) ينتج:

$$V_2 = V_{BE1} + [V' - (V_{BE})_d] \frac{R_s + (\beta + 1)R_e}{(\beta + 1)R_e + \beta \frac{R''R}{R+r}} \quad (4-32)$$

وبافتراض أن:

$$B \gg 1 \quad \beta R_e \gg R_s$$

ينتج:

$$V_2 \approx V_{BE1} + [V' - (V_{BE})_d] \frac{R_e}{R_e + \frac{R''R}{R+r}} \quad (4-33)$$

ينتج من هذا أن V_2 لا تعتمد تقريباً على R_s أو β .

ملاحظة:

لا يمكن دائماً إهمال R_s وهي مقاومة المنبع الداخلية في تأثيرها على عمل الدارة. إن قيمة R_s كبيرة تزيد من قيمة V_2 وقد يصبح من المستحيل إرجاع الدارة إلى حالتها الثانية ويمكن أن تصبح عندئذ V_2 أكبر من V_1 وتعمل الدارة عندها

كمكبر. لذلك، يمكن الاعتماد على تغيير R_S لكي تصبح V_2 أصغر بقليل من V_1 حيث V_1 لا تعتمد على R_S بينما تعتمد عليها V_2 إلى حد ما. وبالتالي، يمكن إضافة مقاومة على التسلسل بين منبع الإشارة وقاعدة T_1 من أجل الوصول إلى قيمة مناسبة للفرق بين الجهود V_1 و V_2 . ومن المهم أيضاً ألا تكون قيمة R_S كبيرة جداً لدرجة أن V_2 يمكن أن تصبح أكبر من V_1 وعندها لا يمكن أن تُقدَح الدارة.

4-3-2- التحكم في مستويي القذح V_1 و V_2 :

يبين منحنى إعاقة الدارة السابقة التي تعمل كدارة قذح بأن جهد دخل v_i يتزايد يجب أن يتجاوز v_i القيمة V_1 من أجل أن تقفز نقطة العمل من المستوى المنخفض إلى المستوى المرتفع (الشكل 4-21). وكذلك، من أجل v_i يتناقص يجب أن يتجاوز v_i القيمة V_2 لكي تقفز نقطة العمل من المستوى الأعلى إلى المستوى الأدنى.

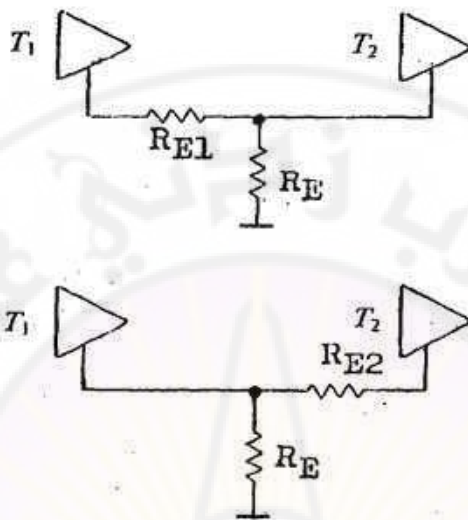
إن ظاهرة الإعاقة هذه تزداد بازدياد قيمة الفرق $(V_1 - V_2)$ فبحسب نوع التطبيقات المطلوبة يتم تحديد قيمة كبيرة أو قيمة صغيرة من $(V_1 - V_2)$.

تشير دراسة ظاهرة الإعاقة السابقة إلى أنه من الضروري أن نتحكم بقيمة ربح الدارة (ربح الحلقة المفتوحة للدارة) بطريقة يمكن أن نتحكم فيها بقيمة التغذية العكسية. وبالتالي يمكن أن نتحكم بقيمة $(V_1 - V_2)$. هناك عدة طرق لتحقيق هذه الغاية نذكر منها على سبيل المثال:

- يتزايد الربح في حالة الدارة المفتوحة بزيادة R_{CI} .
- يمكن إضافة مقاومة R_{EI} أو R_{E2} كما يبدو في الشكل 4-27. حيث يستغير الربح عكسياً مع تغير R_{EI} و R_{E2} .

وحيث إن كلا من R_{EI} و R_{CI} متصلان على التسلسل مع المكبر A_1 فلن يكون لهما تأثير عندما يكون A_1 بحالة قطع. ومنه فإن تغيرات R_{EI} و R_{CI} لا تؤثر على V_1 وإنما يظهر تأثير تغيراتهما عندما يكون A_1 موصلاً، أي يظهر تأثير تغيرات

R_{CI} و R_{EI} على V_2 . ويمكن التأكد من ذلك بالرجوع إلى معادلة V_2 حيث تُعدّ جزءاً من R_E . يمكن، عن طريق تغيير R_{CI} و R_{EI} ، أن نجعل V_2 مساوياً إلى V_1 .



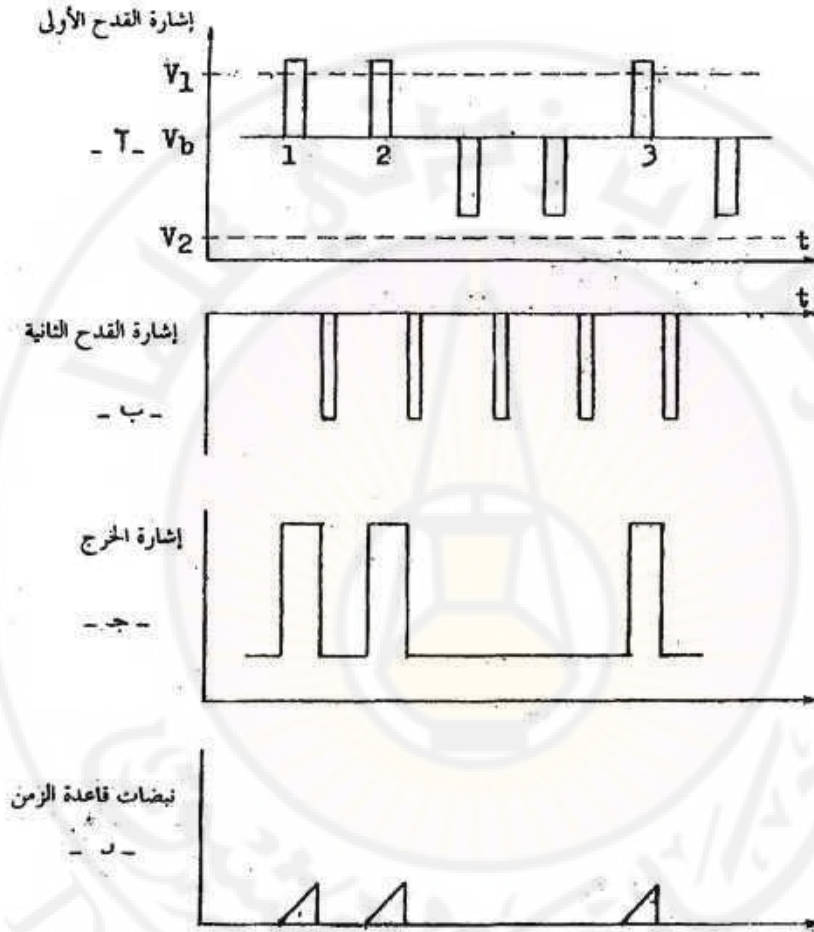
شكل 4-27- إضافة مقاومة في دائرة الباعث تفيد في تغيير ربح الدارة

وكذلك فإن تغيرات R_{E2} تسمح بالتحكم بقيمة V_1 لأن وجود R_{E2} يؤثر على الترانزستور A_2 عندما يكون هذا الترانزستور موصلاً. فبتغيير R_{E2} يمكن أن نعطي V_1 قيمة مساوية إلى V_2 . ويمكن التأكد من ذلك بالرجوع إلى معادلة V_1 حيث تُعدّ R_{E2} جزءاً من R_E .

- مثال عن الحالة الأولى أي $(V_1 - V_2)$ ذو قيمة كبيرة:

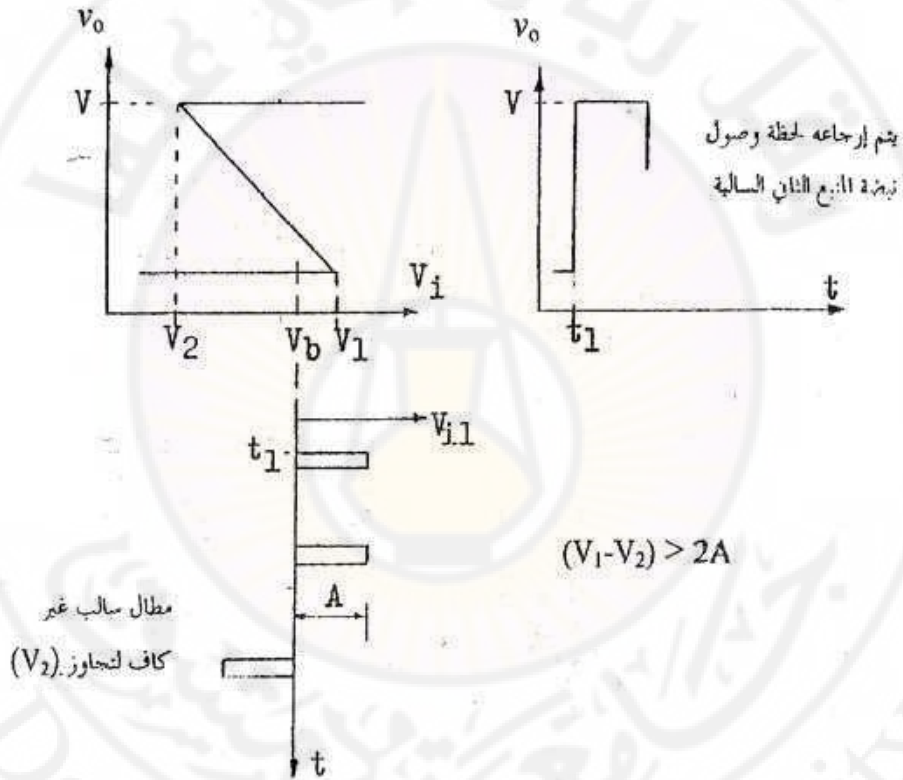
إذا كان لدينا نبضات بقطبيتين كما يبدو على الشكل 4-28-أ، وذات مطال A . ولنفرض أننا نريد قدح الدارة بالنبضات الموجبة المبينة بالأرقام فقط دون أن تتأثر

هذه الدارة بالنبضات السالبة لنفس الإشارة، ولنفرض أيضاً أنه لدينا منبع نبضات سالبة
آخراً، الغرض منه إعادة الدارة إلى حالتها السابقة.



شكل 4-28-آ- نبضة قذح أولى محمّلة على جهد مستمر V
 ب- نبضة قذح ثانية لإرجاع الدارة إلى حالتها الأولى
 ج- إشارة المخرج. (د)- نبضات مسح

فجئى نقدح الدارة بواسطة النبضات الموجبة فقط للإشارة الأولى يكفى أن نزيح الإشارة بإضافة جهد مستمر V_b كما يبينه الشكل 29-4 بطريقة أن V_b يعطى قيمة مناسبة تجعل النبضات الموجبة تتجاوز المستوى V_1 دون أن تتمكن النبضات السالبة لنفس الإشارة من تجاوز المستوى V_2 .



شكل 29-4- إزاحة نبضات القدح باتجاه المستوى V_1

ويوضح الشكل 28-4 العلاقات الزمنية بين نبضات القدح ونبضة الخرج لدارة قاذح شمت.

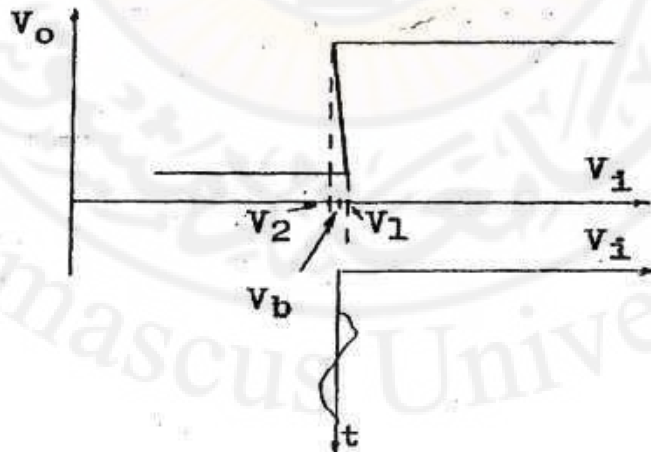
- ملاحظة:

يمكن أن نقدح بواسطة إشارة الخرج السابقة قاعدة الزمن لرسم إشارة (كما هو الحال في بعض التطبيقات) حيث نكون بذلك قد قدحنا قاعدة الزمن بالنبضة الموجبة فقط للإشارة الأولى.

وفي نهاية عملية المسح تعود دارة شُمتَ إلى حالتها السابقة بواسطة منبع النبضات الثاني (شكل 4-28-د). ومما سبق يمكن أن نستنتج أيضاً أنه من أجل قيم محددة لكل من V_0 ومطال النبضة A يجب أن نحدد قيمة مناسبة إلى $(V_1 - V_2)$

- مثال عن الحالة الثانية وهي $(V_1 - V_2)$ صغيرة:

عندما نرغب بعمل مقارنة بين مطال إشارة ما وعتبة ذات قيمة ثابتة فإن اتساع الإعاقة $(V_1 - V_2)$ يمكن أن يكون أمراً سيئاً إذا كان مطال الإشارة صغيراً بالنسبة إلى $(V_1 - V_2)$. ففي هذه الحالة لا يمكن للدارة أن تعود إلى حالتها البدائية عند تناقص الإشارة v_i ، ولا بد من أن نجعل $(V_1 - V_2)$ صغيراً كما يبينه الشكل 4-30.



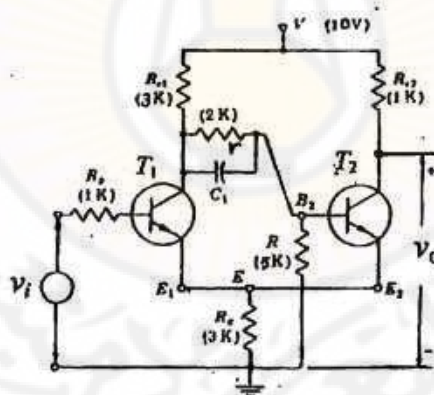
شكل 4-30- مقارنة بين مطال إشارة ضعيفة وعتبة ثابتة

إلا أن هذه الحالة غير مستحسنة وذلك لأنه في حال أن $(V_1 - V_2)$ صغير جداً فإن تغيرات ما في خصائص الدارة تحت تأثير درجة الحرارة أو الزمن مثلاً قد يؤدي إلى أن ربح الدارة (حلقة مفتوحة) قد يتناقص، وعندها قد يصبح $(V_2 > V_1)$ وتعمل الدارة كمكبر . أو أن الربح قد يزداد وتزداد القيمة $(V_1 - V_2)$. لذلك يستحسن إعطاء قيمة معتدلة معقولة إلى $(V_1 - V_2)$ وتكبير إشارة القدح الضعيفة في هذه الحالة بواسطة مكبر حتى يصبح مطالها كبيراً أمام قيمة $(V_1 - V_2)$.

مسألة:

لتكن دارة شِمتَ المبينة في الشكل 31-4. بافترض أن: $(\beta = 30)$ وأن الترانزستور نوع سيليكون له:

$$V_{BE(sat)} = 0.7 V \quad , \quad V_{CE(sat)} = 0.3 V$$



شكل 31-4

والمطلوب:

- 1- حساب قيمتي العتبتين V_1 و V_2 والتأكد من أن عناصر الدارة تحقق الشروط المناسبة للعمل.

2- حساب القيم المثالية للمقاومة الداخلية R_S .

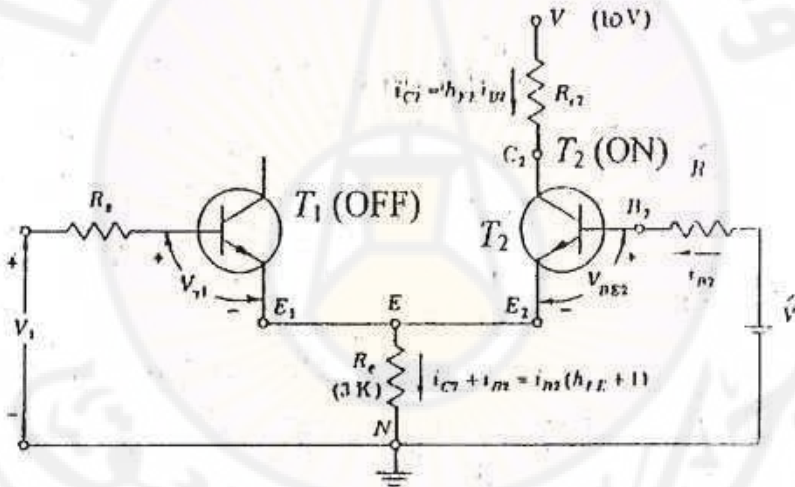
3- إذا استبدلنا الترانزستورات الحالية بأخرى لها β تزيد بمقدار 10 % فما هو تأثير ذلك على قيمتي العتبتين V_1 و V_2 .

الحل:

1- حساب قيمتي العتبتين V_1 و V_2 :

- حساب العتبة V_1 :

بالرجوع إلى الشكل 32-4 والمعادلتين (14-4) و (15-4) نكتب:



شكل 32-4

$$\dot{V} = V \frac{R}{R + r + R_{C1}} = 5 \text{ Volts}$$

$$\dot{R} = \frac{R(r + R_{C1})}{R + r + R_{C1}} = 2.5 \text{ k}\Omega$$

$$(\beta + 1) R_e = 31 \times 3 = 93 \text{ k}\Omega$$

يبدو أن:

$$(\beta + 1) R_e \gg R'$$

ومن العلاقة التقريبية:

$$V_I \approx V - 0.1$$

نحسب قيمة العتبة الأولى V_I :

$$V_I = 5 - 0.1 = 4.9 \text{ Volts}$$

ولكي نتأكد من أن T_2 موصل وليس مشبعاً نحسب الجهد (مجموع - قاعدة):

$$\begin{aligned} V_{CB2} &= V_{CE2} - V_{BE2} \\ &= (V - I_{C2} R_{C2} - V_e) - V_{BE2} \end{aligned}$$

نحسب I_{C2} من الشكل 4-32 من العلاقة التالية:

$$(V' - V_{BE2}) = [(\beta + 1) I_{C2} / \beta] R_e + R' I_{C2} / \beta$$

$$I_{C2} = [\beta (V' - V_{BE2})] / [R' + (\beta + 1) R_e]$$

تعطى V_{BE2} قيمة (0.6 V) وذلك لأن الترانزستور موصل وخطي، ومنه:

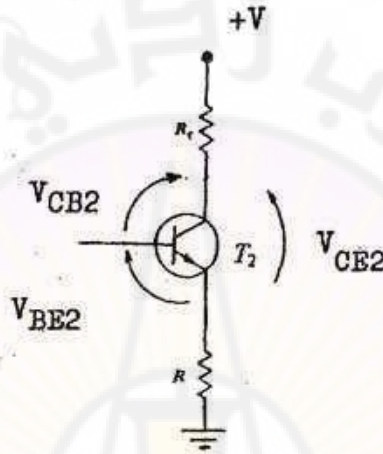
$$1.35 \text{ mA}$$

حساب V_e : وذلك بالرجوع إلى الشكل 4-33:

$$V_e = R_e (\beta + 1) I_{C2} / \beta = 4.18 \text{ Volts}$$

ومنه نحسب V_{CB2} :

$$V_{CB2} = 10 - (1.35 \times 10) \times 1000 - 4.18 - 0.6 = 3.87 \text{ Volts}$$



شكل 33-4

وحيث إن V_{CB2} موجب فإن هذا يعني أن الترانزستور ($NPN \equiv T_2$) له توصيلة (مجمع/قاعدة) مستقطبة في الاتجاه العكسي فهو إذن موصل وخطي. وإذا زدنا من قيمة R_{C2} فإن هذا سيؤدي إلى جعل V_{CB2} سالباً ويصبح T_2 عندئذ مشبعاً.

- حساب جهد العتبة V_2 :

نحسب V_2 من العلاقة التقريبية التالية:

$$V_2 \approx V_{BE1} + [V' - (V_{BE})_d] \frac{R_e}{R_e + \frac{R''R}{R+r}}$$

بعد الأخذ بالحسبان الشروط التي تسمح لنا باستعمالها وهي:

$$\beta R_e \gg R_S \quad \& \quad \beta \gg 1$$

$$R'' = [R_{C1} (R+r)] / (R_{C1} + R + r) = 2.1 \text{ k } \Omega$$

وباعتبار أن: $[(V_{BE})_d = 0.5 \text{ Volts}]$ و $(V_{BE1} = 0.6 \text{ Volts})$ للترانزستور نوع سيلكون نحسب V_2 حيث يكون T_1 موصلًا من أجل $(V_i = V_2)$:
 $V_2 = 3.6 \text{ Volts}$

أما مطال إشارة الخرج فهو:

$$V_o = V - I_{C2} \times R_{C2} = 8.65 \text{ Volts}$$

2- حساب القيم المثالية للمقاومة الداخلية R_S .

من العلاقة التالية:

$$V_2 = V_{BE1} + [V' - (V_{BE})_d] \frac{R_S + (\beta + 1)R_e}{(\beta + 1)R_e + \beta \frac{R''R}{R+r}}$$

يتبين أن V_2 تعتمد اعتماداً ضعيفاً على R_S . فإذا كانت قيمة R_S صغيرة جداً فإن قيمة كبيرة نسبياً من إشارة الدخل يمكن أن تشبع الترانزستور مما يؤدي هذا إلى أن الزمن اللازم لخروج الترانزستور من حالة الإشباع يكون طويلاً مما يحد هذا من سرعة عمل الدارة. وكذلك، فإنه من أجل قيمة كبيرة جداً من R_S ، فإن V_2 يمكن أن تتجاوز V_1 ، وعندها يبطل عمل الدارة كدارة ذات حالتين مستقرتين.

إن تعبير R_S يجب أن يتم بطريقة أن V_2 تأخذ قيمة أصغر بقليل من V_1 التي لا تعتمد بدورها على R_S ، ومن أجل ذلك وبالرجوع إلى المعادلة 4-31 نحسب قيمة R_S ويجب أن تكون أصغر من $(39 \text{ k } \Omega)$ حسب ما يلي:

$$4.9 = 0.6 + (5 - 0.5) \frac{31.3 + R_S}{31.3 + 30 \cdot \frac{5.2,1}{5+2}}$$

ومنه:

$$R_S = 39 \text{ k } \Omega$$

3- من المعادلتين التاليتين نحسب تغير كل من V_1 و V_2 من أجل تغير مقداره 10 % في قيمة β :

$$V_1 = (V_{BE})_d + (V' - V_{BE2}) \frac{(\beta + 1)R_e}{R' + (\beta + 1)R_e}$$

$$V_2 = V_{BE1} + [V' - (V_{BE})_d] \frac{R_S + (\beta + 1)R_e}{(\beta + 1)R_e + \beta \frac{R''R}{R+r}}$$

من أجل $(d\beta / \beta = 10 \%)$ يكون:

$$dV_1 / V_1 \approx 0.23 \%$$

وكذلك:

$$dV_2 / V_2 \approx -0.33 \%$$

2-4- دائرة مكامل بمكبر عمليات (6-4,1):

يبين الشكل 34-4 دائرة مكامل بمكبر عمليات حيث يمكن كتابة العلاقات التالية على اعتبار أنه لا يدخل أي تيار في المكبر:

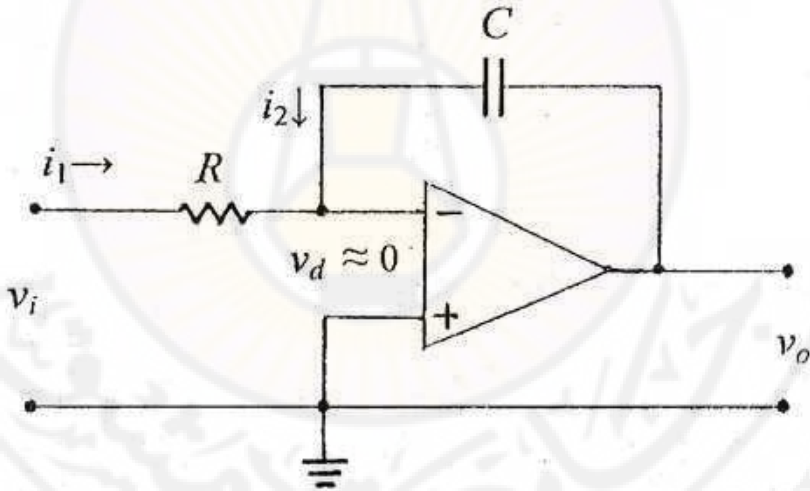
$$i_2 = -i_1$$

$$i_1 = v_i / R$$

$$i_2 = C \, dv_o / dt$$

وبالتبديل نحصل على العلاقة التالية:

$$C (dv_o / dt) = -(v_i / R)$$



شكل 34-4- دائرة مكامل بمكبر عمليات

وبمكاملة طرفي المعادلة نحصل على العلاقة التالية:

$$\int C_1 \frac{dv_o}{dt} dt = \int \frac{v_i}{R} dt$$

$$v_o = \frac{-1}{CR} \int_0^t v_i dt \quad (4-34)$$

وهذه هي معادلة النقل (Transfer Equation) لدائرة مكامل بمكبر عمليات، ويدعى هذا المكامل بمكامل ميلر (Miller Integrator)، حيث يبدو أن جهد الخرج يتناسب مع تكامل جهد الدخل، فإذا كان جهد الدخل ثابتاً أي ($v_i = V$) فإن جهد الخرج سيتزايد خطياً أي على شكل (ramp) ويكون:

$$v_o = -\frac{V}{RC}t$$

مثال:

نطبق جهداً ثابتاً مقداره (2 V) على مدخل دائرة المكامل السابقة لمدة ثلاث ثوان. احسب قيمة جهد الخرج إذا كان:

$$C = 0.5 \mu\text{F}, \quad R = 1\text{ M}\Omega$$

الحل:

$$v_o = \frac{-1}{CR} \int_0^t v_i dt$$

$$v_o = -\frac{v_i}{RC} \int_0^3 t dt$$

$$V_o = \frac{(-2V)(t)}{(10^6 \Omega)(5 \times 10^{-7} \text{F})} \Big|_0^3$$

$$V_o \frac{-2 \times 3}{5 \times 10^{-1}} - 0 = -12 \text{ V}$$

يمكن ملاحظة أن الحد $(1/RC)$ يعبر عن ربح المكامل. فمن أجل قيم صغيرة من R و C يمكن أن يصل الربح إلى قيمة كبيرة جداً، ويعني هذا أن قيمة صغيرة جداً من جهد الدخل ستؤدي إلى الوصول إلى حالة إشباع الخرج بسرعة كبيرة. وبصورة عامة فإن ثابت الزمن (RC) يجب أن يكون أطول من زمن استمرار إشارة الدخل.

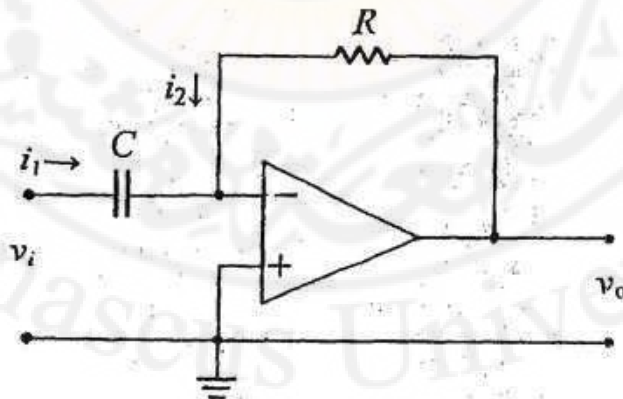
3-4- دائرة مفاضل بمكبر عمليات (6-4,1):

لتكن لدينا الدارة المبينة في الشكل 35-4 ولنكتب العلاقات التالية:

$$i_2 = -i_1$$

$$i_1 = C (d v_i / dt)$$

$$i_2 = v_o / R$$



شكل 35-4

وبالتبديل ينتج:

$$v_o = -RC (d v_i / dt) \quad (4-35)$$

وهذه هي معادلة النقل لدائرة تفاضل بمكبر عمليات.

مثال:

لنطبق جهد مسح (Ramp Voltage) يزداد بمعدل (12 V/second) على دائرة تفاضل بمكبر عمليات فيه: (R = 1 MΩ) و (C = 0.2 μF) والمطلوب هو حساب قيمة جهد الخرج.

الحل:

$$v_o = -RC (d v_i / dt)$$

$$V_o = - (10^6 \Omega) (2 \times 10^{-7} F) (12 V/S) = -2.4 V$$

يجب أن يعطى ثابت الزمن (RC) للمفاضل قيمة صغيرة جداً بالنسبة إلى زمن استمرار الموجة التي تخضع لحالة التفاضل. وبالنسبة إلى الأمواج المربعة أو المثلثية، مثلاً، يجب أن يكون ثابت الزمن صغيراً بالمقارنة مع زمن الصعود للجهة الأمامية للإشارة.

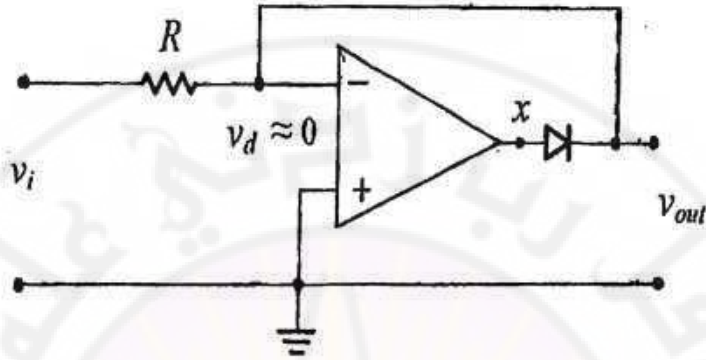
4-4- دائرة قص بمكبر عمليات (Op-Amp. Clipper Circuit) [9,4,1].

4-4-1- دائرة تقويم دقيقة لنصف موجة:

(Precision Half-Wave Rectifier)

إن ميزة التكبير العالي لمكبر عمليات يمكن استخدامها لتحسين عمل دائرة محددً بثنائي كما يبينه الشكل 4-36 حيث يستعمل مكبر العمليات بترتيب المكبر العاكس. نلاحظ هنا أن جهد الخرج (v_{out}) لا يُؤخذ من مخرج المكبر (النقطة x) مباشرة،

ونلاحظ، أيضاً، أن الثنائي يربط في حلقة التغذية الراجعة السالبة من المخرج إلى المدخل السالب (-) للمكبر.



شكل 4-36- دائرة لقطع

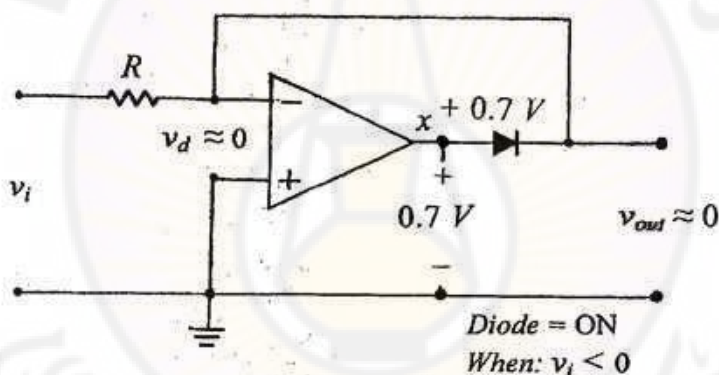
من أجل تحليل الدارة، سنفترض حالتي الثنائي الممكنتين. فعندما يكون الثنائي بحالة توصيل (ON) يظهر تأثير ممر التغذية الراجعة السالبة. وحيث إن المكبر يعمل بتغذية راجعة سالبة فإن جهد الدخل التفاضلي له (v_d) يجب أن يساوي الصفر تقريباً. وهكذا، يكون المدخل (-) عند جهد الأرض تقريباً ويكون ($v_{out} \approx 0$) حسب ما هو موضح على الشكل 4-37.

وعندما يكون ($v_{out} \approx 0$)، فإن خرج مكبر العمليات يجب أن يكون عند ($+ 0.7 \text{ V}$) لأن الثنائي يكون في حالة توصيل، أي أن ($v_x \approx 0.7 \text{ V}$). إن إشارة الدخل (v_i) يجب أن تكون سالبة لتعطي خرجاً موجباً لمكبر العمليات. يمكن تحديد قيمة (v_i) المطلوبة لإنتاج ($v_x \approx 0.7 \text{ V}$) باتباع التعليل التالي: حيث إن (v_i) تزداد سلباً بدءاً من الصفر فإنها تنتج دخلاً تفاضلياً سالباً يُكبر بموجب ربح الحلقة المفتوحة الكبير لمكبر العمليات (A_{VOL}).

وعندما يكون (v_i) سالباً فإن خرج المكبر سيجعل الثنائي موصلاً وسيؤدي هذا إلى إغلاق حلقة التغذية الراجعة السالبة. وحالما تظهر التغذية الراجعة السالبة سيصبح ($v_{out} \approx 0$). إن قيمة (v_i) التي تنتج ($v_x \approx 0.7 \text{ V}$) يمكن الحصول عليها إذا عرفنا قيمة (A_{VOL}). وكمثال على ذلك، من أجل ($A_{VOL} = 10^5$)، يكون:

$$A_{VOL} \times (-v_i) = +0.7 \text{ V}$$

$$v_i = -0.7 \text{ V} / A_{VOL} = -0.7 / 10^5 = -7 \mu \text{ V}$$

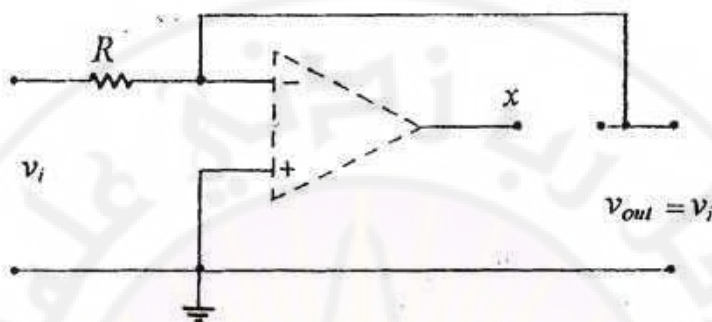


شكل 37-4

وهكذا، من أجل جميع الحالات العملية وعندما تأخذ (v_i) قيمة سالبة صغيرة فإن خرج مكبر العمليات سيصبح مساوياً إلى ($+0.7 \text{ V}$) وسيصبح الثنائي موصلاً وسيكون (v_{out}) قريباً جداً من الصفر.

لنر الآن ماذا سيحدث عندما يكون الثنائي بحالة قطع (off). في هذه الحالة سيعزل الثنائي بين خرج مكبر العمليات ومدخله السالب (-)، أي أنه لن يكون هناك أي تغذية راجعة سالبة. يوضح الشكل 38-4 هذه الحالة حيث استبدل الثنائي

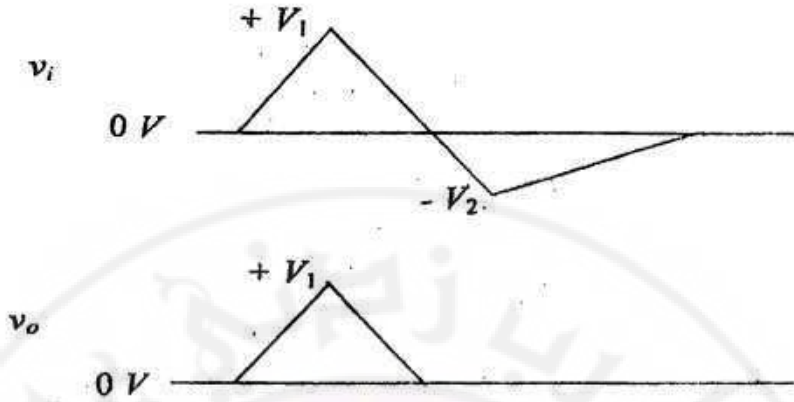
المقطوع بدارة مفتوحة. يعمل مكبر العمليات، الذي لا يخضع لتغذية راجعة سالبة، كمقاومة كبيرة جداً أي أن (Z_{in}) يمكن تجاهلها. وهكذا تكون (v_{out}) مرتبطة مع (v_i) من خلال المقاومة (R) . بمعنى أنه في حال اللاحمل يكون $(v_{out} = v_i)$.



شكل 38-4

يكون الثنائي بحالة قطع طالما أن خرج مكبر العمليات ذو قيمة أصغر من $(+0.7 \text{ V})$. يحدث هذا الخرج عندما تكون (v_i) قريبة من الصفر أو عندما تكون موجبة. وفي حالتنا هذه يمكن أن نقول بأن (v_{out}) سيتبع (v_i) عندما يكون: $(v_i \geq 0 \text{ V})$

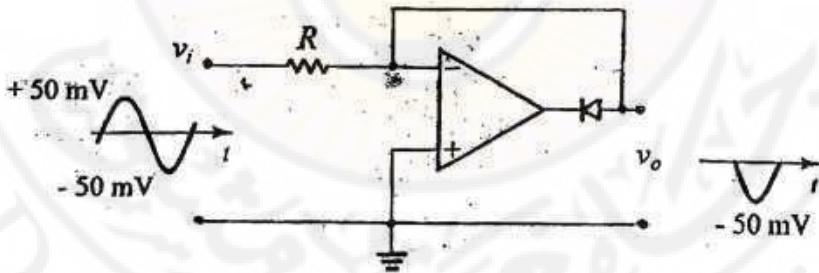
يوضح الشكل 39-4 عمل الدارة كاملة حيث نلاحظ هنا بأن $(v_{out} \approx 0)$ من أجل (v_i) سالب، ومن أجل (v_i) ذي قيمة موجبة يكون $(v_{out} \approx v_i)$. تكون نقطة القطع قريبة جداً من الصفر لأن (A_{VOL}) ذات القيمة الكبيرة جداً تتطلب قيمة صغيرة جداً من (v_i) لكي تعطي $(v_x = +0.7 \text{ V})$ ولنجعل الثنائي موصلاً. نلاحظ أن الجهد (V_y) للثنائي لا يؤثر على شكل الموجة (v_{out}) كما تعمل دارات التحديد بثنائي وهذه ميزة واضحة عندما تكون إشارة الدخل صغيرة المطال وحتى من فئة الميكروفولت.



شكل 4-39

مثال:

حدّد شكل إشارة الخرج للدارة الميمنة على الشكل 4-40.



شكل 4-40

الحل (1):

باتباع نفس التحليل السابق يمكن أن ندرك بأن الدارة ستقطع إشارة الدخل (v_i) عند صفر فولت وستمرر الجزء السالب منها فقط إلى المخرج. لنفرض أن منابع

التغذية للدارة هي ($\pm 15 \text{ V}$) فما هو الجهد العكسي (*Reverse Voltage*) الأعظمي الذي يجب أن يتحمله الثنائي.

الحل (2) :

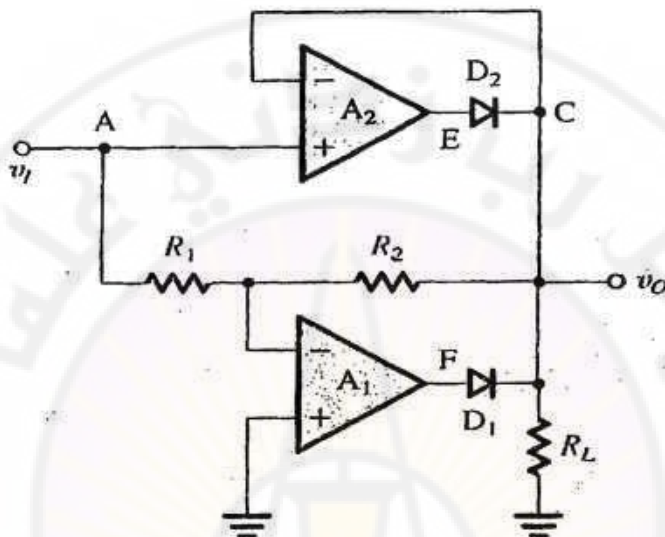
عندما يكون (v_i) سالباً فإن خرج مكبر العمليات سيكون موجباً مما يؤدي هذا إلى جعل الثنائي مستقطباً عكسياً وسيكون بحالة قطع (off) وسيمنع وجود تغذية عكسية سالبة وسيعمل المكبر بطريقة الحلقة المفتوحة (*Open Loop*). وحتى إن قيمة صغيرة جداً من (v_i) ستؤدي إلى إشباع خرج مكبر العمليات حول قيمة ($+ 13.5 \text{ V}$). وسيظهر على مهيظ الثنائي، عندئذ، جهد قيمته ($+ 13.5 \text{ V}$) بينما يكون مصعد الثنائي متصلاً بالجهد (v_i). ففي هذه الحالة يجب أن يكون الثنائي قادراً على تحمل جهد عكسي قيمته ($+ 13.5 \text{ V}$).

4-4-2- دارة تقويم دقيقة لموجة كاملة:

(Precision Full-Wave Rectifier)

يبين الشكل 4-41 دارة قص حيث يمكن تفسير عمل هذه الدارة كما يلي:
لنعتبر أولاً الحالة التي يكون فيها المدخل عند النقطة A موجباً. سيصبح خرج A_2 موجباً مما يجعل D_2 ، المتصل مع المقاومة R_L ، بحالة توصيل وهكذا تغلق حلقة التغذية العكسية حول A_2 وستتحقق دارة قصر افتراضية بين طرفي المدخل للمكبر A_2 . إن الجهد عند طرف المدخل السالب، الذي هو جهد خرج الدارة، سيصبح مساوياً لجهد المدخل. وبالتالي لن يمر تيار في المقاومتين R_1 و R_2 ، وسيكون الجهد عند المدخل العاكس للمكبر A_1 مساوياً إلى جهد الدخل وهو جهد موجب. وبالتالي فإن طرف

الخرج F للمكبر A_1 سيصبح سالباً وهذا يجعل الثنائي D_1 بحالة قطع. وتكون النتيجة في هذه الحالة انتقال نصف الموجة الموجب من المدخل A إلى الخرج.

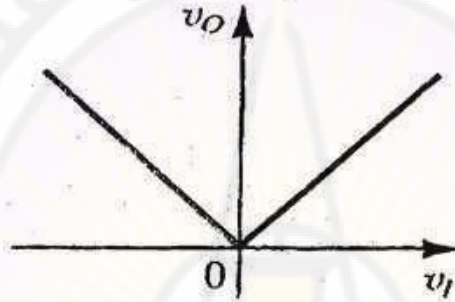


شكل 4-41- دائرة توحيد دقيقة لموجة كاملة

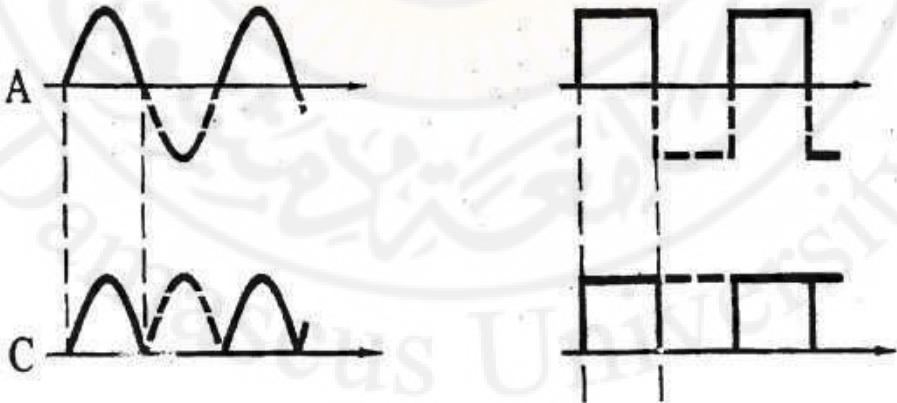
لنعتبر الحالة الثانية وهي عندما يكون المدخل A سالباً. إن جهداً سالباً عند المدخل العاكس للمكبر A_1 يؤدي إلى ارتفاع الجهد عند النقطة F مما يجعل D_1 بحالة توصيل مما يمرر التيار خلال المقاومة R_L ويسمح بإغلاق حلقة التغذية العكسية حول A_1 إن تطبيق جهد سالب عند المدخل A يؤدي إلى ارتفاع جهد الخرج عند النقطة C إيجابياً وظهور جهد سالب عند النقطة E وهي خرج المكبر A_2 الذي يمكن أن يصل إلى حد الإشباع السالب وسيصبح D_2 بحالة قطع. وتعتبر آخر نقول أنه يظهر تأريض افتراضي عند المدخل العاكس للمكبر A_1 ، وباعتبار أن $(R_1=R_2)$ سيتجه الجهد عند

النقطة C، الذي هو جهد خرج موجب، ليساوي جهد النقطة A بالقيمة المطلقة والذي هو جهد دخل سالب.

إن النتيجة النهائية هي تحقيق توحيد دقيق لموجة كاملة. إن هذه الدقة، تنتج بالطبع عن وضع الثنائيات في حلقة التغذية العكسية لمكبر العمليات مما يمنع تأثير الخواص اللاخطية لهذه الثنائيات على عمل الدارة. ويبين الشكل 42-4 خصائص التحويل لها. ويبين الشكل 43-4 أشكال جهود الخرج والدخل.



شكل 42-4- خصائص التحويل لدارة تقويم دقيقة لموجة كاملة



شكل 43-4- أشكال جهود الخرج والدخل لدارة الشكل 43-4

4-5- توليد موجة مربعة من موجة جيبية وكاشف العبور بالصفر^(4,1):

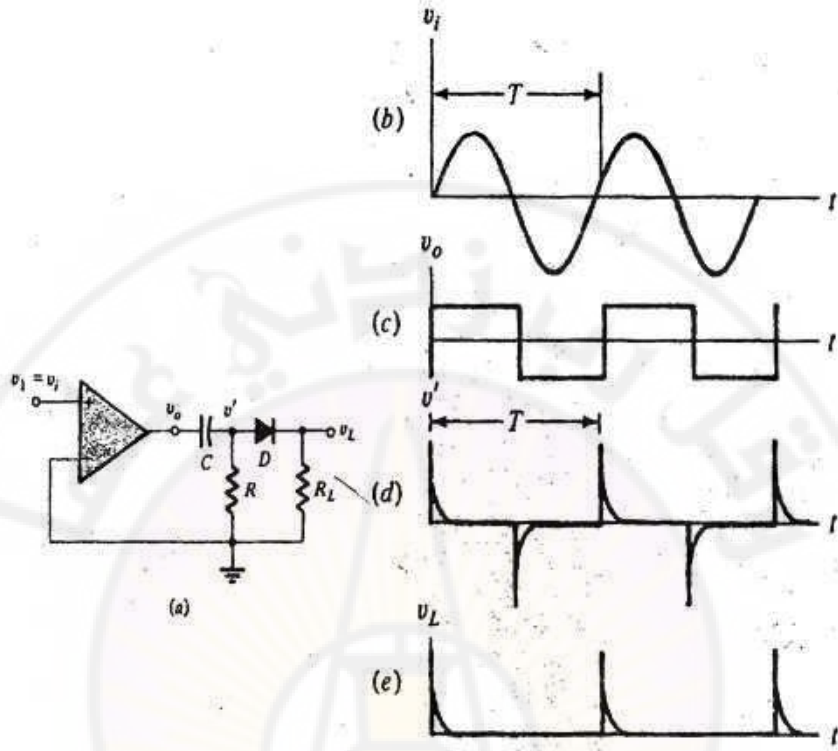
يمتاز المقارن بخصائص غير خطية لدرجة كبيرة في تشكيل موجة وذلك لأن شكل موجة الخرج لا يطابق أبداً شكل موجة الدخل. ويستعمل غالباً لتحويل إشارة ذات تغير بطيء مع الزمن إلى إشارة أخرى تبدي تغيراً مفاجئاً. ومن أحد التطبيقات التي تستخدم فيها هذه الدارة هي الحصول على موجة مربعة من موجة جيبية.

إذا جعلنا الجهد المرجعي (V_R) مساوياً للصفر في دارة المقارن المبينة على الشكل 4-4-4، وكانت إشارة الدخل إشارة جيبية فإن جهد الخرج ستتغير حالته في كل مرة يمر فيها جهد الدخل بالقيمة صفر. وتقوم هذه الدارة بوظيفة تحويل الموجة الجيبية إلى موجة مربعة في كل مرة تعبر فيها الموجة الجيبية المستوى صفر كما يظهر على الشكل 4-4-4- c الذي يبين شكل موجة مربعة متناظرة (v_o).

تطبق الموجة المربعة (v_o) في الشكل 4-4-4- a على دارة تفاضل (C, R) ذات ثابت زمن ($\tau = CR$) صغير جداً بالنسبة لعرض النبضة. يكون الجهد (v') على طرفي المقاومة R هو سلسلة من النبضات الموجبة والسالبة كما يشير إليه الشكل 4-4-4- d .

وإذا طبق الجهد (v') على دارة قطع (الشكل 4-4-4- a) ذات ثنائي مثالي فإن الجهد (v_L) على الحمل سيحتوي على نبضات موجبة فقط كما يبينه الشكل 4-4-4- c . وهذه السلسلة من النبضات الموجبة تظهر عندما تعبر الموجة الجيبية المستوى صفر باتجاه محدد (صعوداً أو هبوطاً) وذات دور يساوي (T). فنكون بذلك قد حصلنا على ما يسمى بكاشف العبور بالصفر (Zero Crossing Detector).

يمكن أن تستعمل هذه النبضات كعلامات توقيت (Timing markers) في جهد مسح (Sweep Voltage) في جهاز راسم إشارة مثلاً.

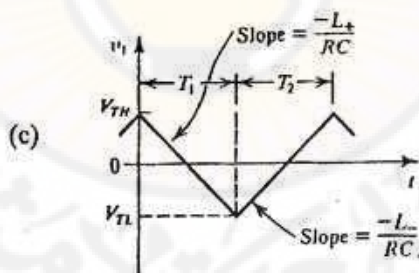
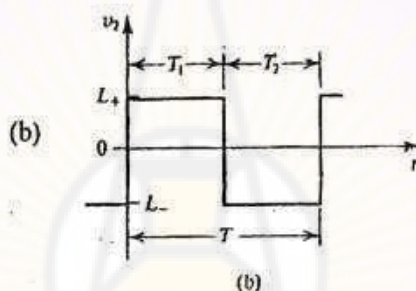
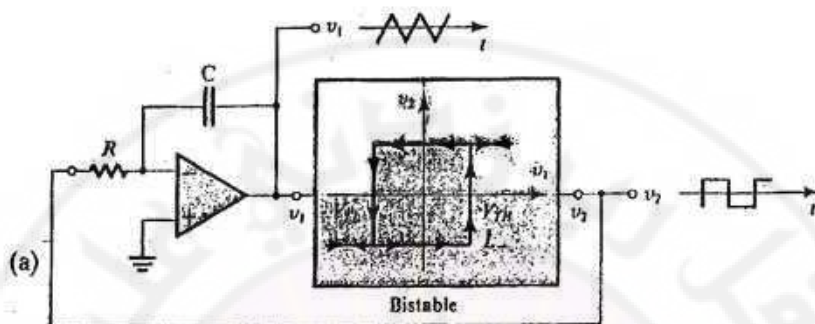


شكل 4-44- مولد موجة مربعة وكاشف العبور بالصفر
وأشكال الجهود على نقاط الدارة

4-6- توليد موجة مثلثية (Triangular Wave Generation)^[1]:

في دائرة عدم الاستقرار بمكبر عمليات تتم عملية شحن وتفريغ المكثف C بشكل أسي كما شاهدنا سابقاً مما يؤدي هذا إلى أن الجهد v_C يكون له شكل موجة مثلثية تقريباً. ويمكن تغيير هذا الشكل إلى شكل موجة مثلثية تماماً بواسطة تبديل دائرة RC بدارة تكامل (Integrator) حيث يعمل المكامل على شحن المكثف وتفريغه بشكل خطي مما يحقق هذا شكل موجة مثلثية تماماً. ويبين الشكل 4-45- a هذه

الدارة. وحيث إن المكامل بمكبر عمليات هو عاكس، يجب أن تكون دارة ثنائي الاستقرار من النوع غير العاكس.



شكل 45-4- مخطط عام لتوليد إشارات مثلثية ومربعة

وجدنا سابقاً أن جهد خرج الدارة التكاملية يتبع العلاقة التالية:

$$v_o = - \frac{1}{CR} \int v_i dt$$

وبما أن جهد الدخل ($v_i = v_2$) هو جهد يتغير بين مستويين ($\pm V_M$) يكون خرج الدارة التكاملية (v_1):

$$v_1 = -\frac{v_2}{CR} T_1$$

وتشير هذه المعادلة إلى ميل (Slope) مستقيم يساوي ($-\frac{v_2}{CR}$) ويكون هذا الميل موجباً من أجل ($v_2 = -V_M$) أي:

$$\text{Slope} = -\frac{-V_M}{CR} = +\frac{V_M}{CR}$$

ويكون الميل سالباً من أجل ($v_2 = +V_M$) أي:

$$\text{Slope} = -\frac{+V_M}{CR} = -\frac{V_M}{CR}$$

سنبين الآن كيف تحقق حلقة التغذية العكسية في الشكل a-45-4 عملية الاهتزاز وتوليد موجة مثلثية v_1 عند خرج المكامل وتوليد موجة مربعة v_2 عند خرج دارة ثنائي الاستقرار حسب ما يبينه الشكل b-45-4.

لنفرض أن خرج دارة ثنائي الاستقرار كان عند ($L_+ = +V_{MAX}$). سيتدفق تيار قيمته ($\frac{+V_{MAX}}{R}$) في المقاومة R وخلال المكثف C ، مما يسبب أن يتناقص خرج المكامل خطياً بميل (Slope) قيمته $[-\frac{(+V_{MAX})}{CR}]$ كما يبينه الشكل c-45-4.

وسيستمر هذا إلى أن يصل خرج المكامل إلى قيمة جهد العتبة الأدنى (V_{TL}) لدارة ثنائي الاستقرار حيث، عند هذه النقطة، ستبدل دارة ثنائي الاستقرار حالتها، وسيصبح

خرجها سالباً ويساوي إلى $(L_- = -V_{MAX})$. وعند هذه اللحظة سيعكس التيار اتجاهه خلال كل من R و C ، وستصبح قيمته مساويةً إلى $(\frac{-(-V_{MAX})}{R})$.

سيتبع ذلك أن خرج المكامل سيبدأ بالتزايد خطياً بميل موجب يساوي إلى $(\frac{+V_{MAX}}{CR})$. وسيستمر هذا إلى أن يصل جهد خرج المكامل إلى قيمة جهد عتبة موجبة (V_{TH}) لدائرة ثنائي الاستقرار. وعند هذه النقطة، ستبدل دائرة ثنائي الاستقرار حالتها، وسيصبح خرجها موجباً ويساوي إلى (L_+) ، وسيعكس التيار اتجاهه في المكامل، وسيبدأ خرج المكامل بالتناقص خطياً، ليبدأ دورة جديدة.

يمكن حساب الزمن (T) للموجة المربعة والموجة المثلثية وكذلك قيمة التردد (f) وذلك بالرجوع إلى الدارة التكاملية. وبما أن إشارة الدخل $(v_i - v_2)$ هي إشارة مربعة مطالها $(\pm V_M)$ ودورها $(T_1 + T_2)$ ومن خلال الفترة (T_1) ، المبينة في الشكل 4-45-c، يمكن أن نكتب ما يلي:

$$\text{Slope} = -\left(\frac{V_{TH} - V_{TL}}{T_1}\right) = -\frac{L_+}{CR} \quad (4-36)$$

وبالتالي يمكن أن نستنتج قيمة T_1 :

$$T_1 = CR \frac{V_{TH} - V_{TL}}{L_+} = CR \frac{V_{TH} - V_{TL}}{V_{MAX}} \quad (4-37)$$

وبالمثل، يكون لدينا خلال الفترة T_2 ما يلي:

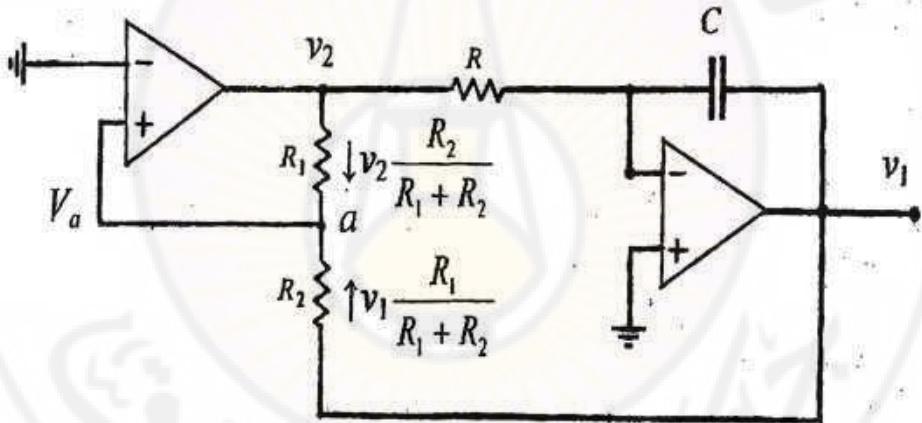
$$\frac{V_{TH} - V_{TL}}{T_2} = \frac{-L_-}{CR} = \frac{-(-V_{MAX})}{CR} = \frac{V_{MAX}}{CR} \quad (4-38)$$

ونحصل من هذه المعادلة على T_2 كما يلي:

$$T_2 = CR \frac{V_{TH} - V_{TL}}{-L_-} = CR \frac{V_{TH} - V_{TL}}{V_{MAX}} \quad (4-39)$$

وهكذا من أجل الحصول على موجة مربعة متناظرة أي ($T_1 = T_2$) يجب أن يكون ($L_+ = -L_-$).

يبين الشكل (4-46) دائرة توليد موجة مثلثية وموجة مربعة وتتضمن دائرة مكامل ودائرة قاذح شمت بحيث تُمثل دائرة الشكل 4-45 بدائرة الشكل 4-46.



شكل 4-46 - دائرة توليد إشارة مثلثية وإشارة مربعة

يُوصَل في هذه الدارة خرج المكامل إلى الجهد المرجعي V_a في قاذح شمت. يمكن حساب قيمة كل من الجهدين V_{TH} و V_{TL} حيث تتحدد قيمة هذين الجهدين عند الحد الذي يجعل الجهد V_a مساوٍ للصفر الذي تقلب عنده الدارة إلى الحالة الأخرى. فعند الزمن ($t = 0^-$) يكون خرج دائرة المكامل عند V_{TH} أي يكون: ($v_1 = V_{TH}$)

ويكون خرج دائرة قاذح شملت عند (L_-) أي: ($v_2 = -V_M$). ويحدث التحول عند: ($V_a = 0$).

$$V_a = v_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + v_1 \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0 \quad (4-40)$$

$$-V_M \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{TH} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0 \quad (4-41)$$

$$V_{TH} = V_M \frac{R_2}{R_1} \quad (4-42)$$

وعند الزمن ($t = T_1^-$) يكون خرج دائرة المكامل عند V_{TL} أي: ($v_1 = V_{TL}$) ويكون خرج دائرة قاذح شملت عند (L_+) أي: ($v_2 = +V_M$). ويحدث التحول عند: ($V_a = 0$):

$$V_a = v_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + v_1 \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0 \quad (4-43)$$

$$+V_M \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{TL} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0 \quad (4-44)$$

$$V_{TL} = -V_M \frac{R_2}{R_1} \quad (4-45)$$

ويمكن بالتالي حساب كل من T_1 و T_2 وتردد الإشارة f من العلاقات

السابقة:

$$T_1 = CR \frac{V_{TH} - V_{TL}}{V_{MAX}} = CR \frac{2V_{MAX} \frac{R_2}{R_1}}{V_{MAX}} \quad (4-46)$$

$$T_1 = 2CR \frac{R_2}{R_1} \quad (4-47)$$

ومن أجل إشارة متناظرة يكون ($T_1 = T_2$) ومنه يمكن حساب قيمة التردد الذي تعمل عنده المارة:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_1 + T_2} \quad (4-48)$$

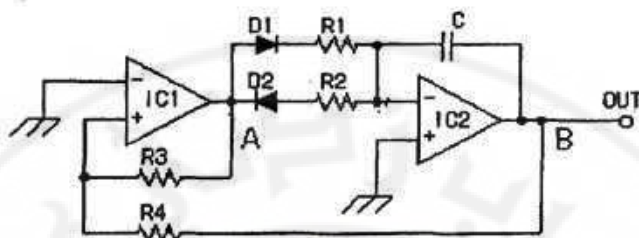
$$f = \frac{1}{4CR} \frac{R_1}{R_2} \quad (4-49)$$

كيفية الحصول على إشارة سن منشار ذات ($T_1 \neq T_2$):

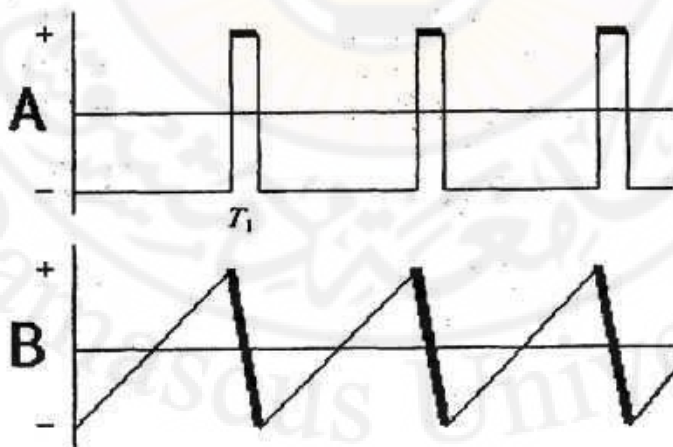
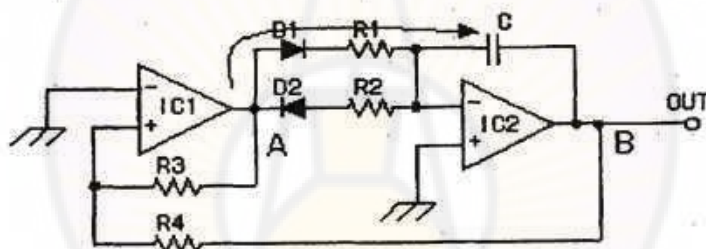
وجدنا سابقاً أنه في الإشارة المتناظرة حيث يكون ($T_1 = T_2$) يعتمد دور الإشارة (T) على قيمة ثابت الزمن (CR) . لذلك يمكن، بالرجوع إلى الشكل 4-47 الذي نبين فيه استبدال المقاومة R بالشبكة (R_1, D_1, R_2, D_2)، الحصول على إشارة سن منشار غير متناظرة ويكون فيها ($T_1 \neq T_2$) .

فعندما تكون النقطة A ذات جهد موجب فإن التيار الذي يتدفق إلى المكثف سيمر خلال الخط ($D_1 R_1$) حسب ما يبينه الشكل 4-48 ويكون ثابت الزمن في هذه الحالة هو (CR_1) . فإذا فرضنا أن ($R_2 \ll R_1$) فإن هبوط النقطة B إلى الجهد السالب

يكون بزم من قصير نسبياً وهذا ما يحدد الزمن T_1 ، وتنتقل النقطة A أيضاً من المستوى الموجب إلى المستوى السالب.



شكل 4-47- دائرة إشارة سن منشار غير متناظرة

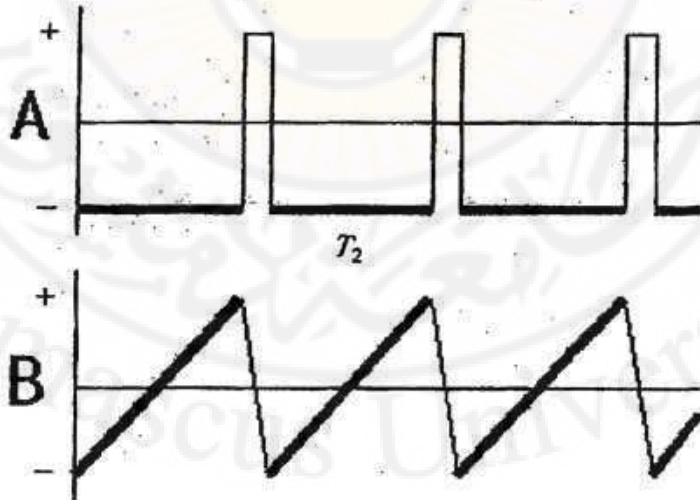
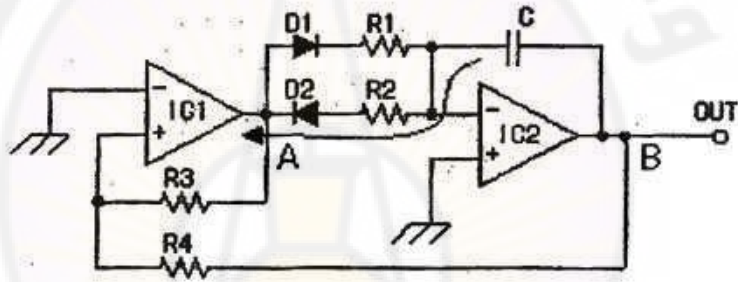


شكل 4-48

وبالرجوع إلى المعادلة 47-4 يمكن أن نكتب معادلة الزمن T_1 :

$$T_1 = 2CR_1 \frac{R_4}{R_3} \quad (4-50)$$

وبين الشكل 49-4 الحالة الأخرى وهي عندما تكون النقطة A ذات جهد سالب. فإن التيار الذي يتدفق من المكثف سيمر خلال الخط (D_2R_2) ويكون ثابت الزمن في هذه الحالة هو (CR_2) .



شكل 49-4

وحيث إن $(R_2 \ll R_1)$ فإن انتقال النقطة B إلى الجهد الموجب يكون بـزمن طويل نسبياً وهذا ما يحدد الزمن T_2 ، وتنتقل النقطة A أيضاً من المستوى السالب إلى المستوى الموجب.

ويمكن، كذلك، أن نكتب معادلة الزمن T_2 كما يلي:

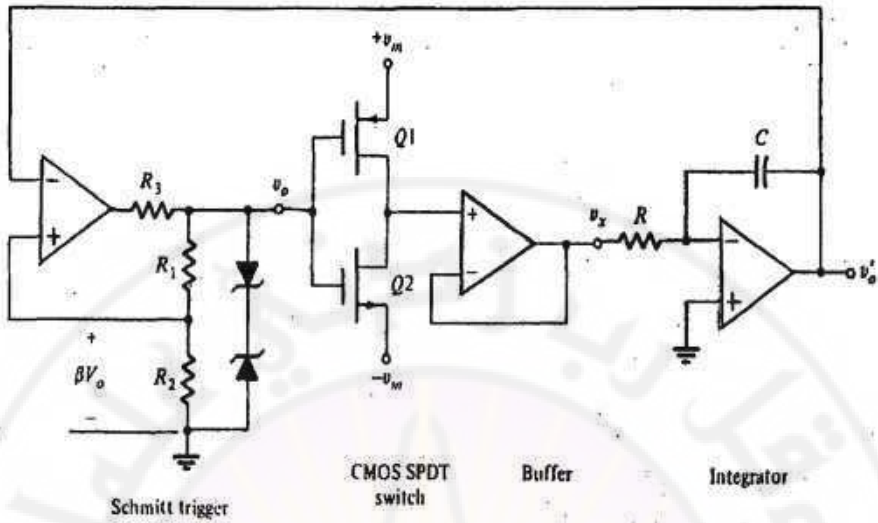
$$T_2 = 2CR_2 \frac{R_4}{R_3} \quad (4-51)$$

7-4- تحقيق دائرة مهتز ذي تحكم بالجهد^[4]:

Voltage Controlled Oscillator, VCO:

يبين الشكل 4-50 دائرة يمكن الحصول منها على موجة مربعة وموجة مثلثية حيث يعتمد فيها التردد خطياً على جهد تعديل v_m . تمثل دائرة العاكس CMOS المكونة من الترانزستورين Q_1 و Q_2 حالة مفتاح (مبدّل) وحيد القطب، مزدوج الرّمي (single-pole, double-throw switch, SPDT) أما مرحلة الحاجز (Buffer Stage) فهي عبارة عن تابع جهدي (Voltage Follower) ذي ممانعة خرج صغيرة ليقود دائرة المكامل.

في هذه الدائرة يتأرجح مطال الإشارة المثلثية بين الحدين $(\pm \beta V_0)$. لنفرض أن جهد الخرج للدائرة شُيِّت هو $(v_0 = V_0)$ حيث يتجاوز V_0 القيمة العظمى للجهد v_m . عندئذ، يكون، في دائرة العاكس CMOS، المبدّل Q_1 بحالة قطع OFF ويكون المبدّل Q_2 بحالة وصل ON.



شكل 4-50- دائرة VCO حيث يتغير التردد خطياً مع جهد التعديل v_m

إن الجهد v_x ، الذي هو جهد الدخل لدائرة التكامل، (وهو جهد الخرج أيضاً لدائرة التابع الجهدي) فإنه يساوي إلى $(- v_m)$. وبالتالي فإن $[v_o'(t)]$ وهو جهد الخرج لدائرة التكامل فإنه يتزايد خطياً بسرعة مسح (Sweep Speed) تساوي:

$$v_m / RC \quad \text{Volt / Sec}$$

ويمكن أن نكتب أيضاً:

$$\frac{v_o'}{t} = + \frac{v_m}{RC}$$

يتزايد v_o' حتى يصل إلى مستوى العتبة الموجب للمقارن وهو $(+ \beta V_o)$ حيث:

$$[\beta = R_2 / (R_1 + R_2)]$$

عندئذ، يغير خرج دائرة شتت الحالة إلى $(v_o = -V_o)$ كما يبدو على الشكل 4-51. فيصبح الآن المبدل Q_1 بحالة وصل ON والمبدل Q_2 بحالة قطع OFF. ويصبح خرج العاكس CMOS مساوياً إلى $(+v_m)$ فينتج عن ذلك ميل سالب للإشارة المثلثية حيث يتزايد جهد الخرج v_o خطياً بسرعة مسح تساوي أيضاً إلى:

$$v_m / RC \quad \text{Volt / Sec}$$

ويكون:

$$\frac{v_o}{t} = -\frac{v_m}{RC}$$

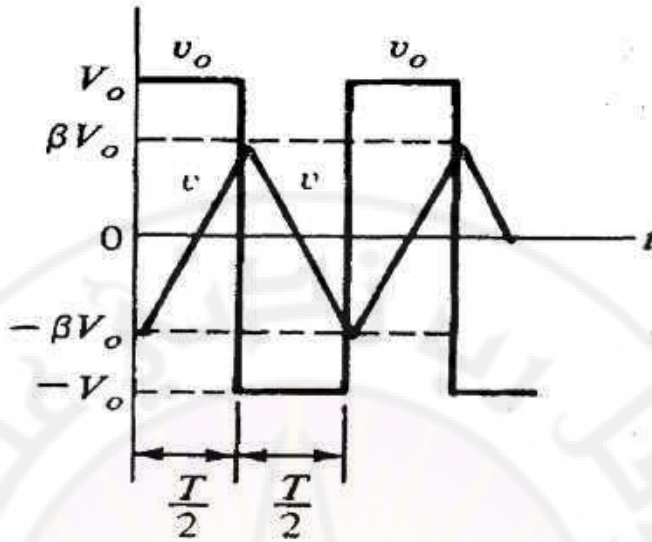
ليصل إلى مستوى العتبة السالب للمقارن وهو $(-\beta V_o)$. ومن الواضح أن نصف الدورة متماثلان ويكون:

$$\frac{v_m}{RC} = \frac{\beta V_o - (-\beta V_o)}{\frac{T}{2}} = \frac{4\beta V_o}{T} \quad (4-52)$$

$$T = 4\beta RC \frac{V_o}{v_m} = 4 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{RCV_o}{v_m} \quad (4-53)$$

ويعطى تردد إشارة دائرة المهتز بالعلاقة:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{(R_1 + R_2) v_m}{4R_2 CR V_o} \quad (4-54)$$



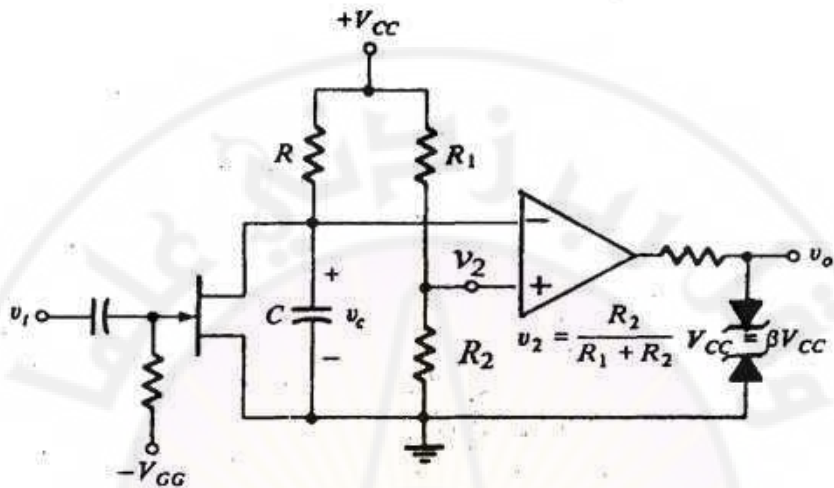
شكل 4-51- الموجة المربعة والموجة المثلثية لدائرة VCO

تبين هذه المعادلة بوضوح أن تردد دائرة VCO هذه يتغير خطياً مع جهد التعديل v_m . وقد وجد عملياً أن هذه الخطية تمتد ضمن مجال يقع بحدود من (2 mV) إلى (2 V). ونقول بهذا الخصوص أن النظام المبين في الشكل 4-50 يعطي موجة مربعة أو مثلثية معدلة ترددياً.

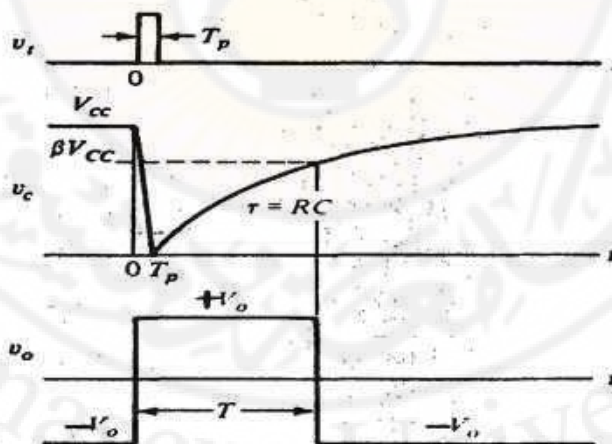
4-8- تحقيق دائرة تشكيل (دائرة وحيد استقرار) باستخدام دائرة مقارن^[4]:

لتكن لدينا الدائرة المبينة في الشكل 4-52. ففي الحالة الساكنة، أي قبل تطبيق نبضة قذح، يكون الترانزستور (JFET) بحالة قطع بسبب جهد انحياز "البوابة- المنبع" العكسي ($-V_{GG}$). يكون المكثف مشحوناً بجهد منبع التغذية (V_{CC}) وبالتالي يكون الجهد عند الطرف العاكس للمقارن هو ($v_C = V_{CC}$). أما جهد الدخل عند الطرف غير العاكس فهو ثابت ويساوي إلى ($V_{CC} = \beta V_{CC}$). $(\frac{R_2}{R_1 + R_2})$. وحيث إن

($v_c > \beta V_{CC}$) فإن خرج المقارن يكون عند المستوى المنخفض أي
 $(v_o = -V_o = -V_{MAX})$.



شكل 4-52- دائرة تشكيل (دائرة وحيد استقرار)



شكل 4-53- أشكال الجهود في الدائرة بفرض أن ($T \gg T_p$)

نفترض أنه عند الزمن ($t = 0$) تطبق نبضة قرح (v_i) موجبة ضيقة ومعطال كاف ليحعل الترانزستور يوصل بتيار ثابت كبير فيفرغ المكثف C بسرعة خطياً نحو جهد الأرض. أما من أجل جهود نبضة قرح صغيرة، فإن جهد المكثف لا يتناقص خطياً إنما يقترب من الصفر بشكل أسّي بثابت زمن يساوي $[r_{DS(ON)} C]$. يبين الشكل -53 4 أشكال الجهود v_C و v_o ، وحالما يصل v_C إلى ما دون القيمة βV_{CC} فإن خرج المقارن يتغير إلى المستوى العالي ($v_o = +V_o = +V_{MAX}$).

نفترض أن عرض النبضة T_p عريض بما يكفي بحيث إن ($v_C \approx 0$) عند نهاية نبضة الدخل. وبالتالي، فإنه عند ($t = T_p$) سي شحن المكثف أسياً بثابت زمن RC نحو الجهد V_{CC} . وعندما يصبح ($v_C = \beta V_{CC}$) يبدل المقارن حالته مرة ثانية ومن أجل ($v_C > \beta V_{CC}$) يبقى v_o عند المستوى المنخفض ($-V_o$)، ويظهر جهد الخرج بشكل موجة محددة ذات عرض T . ويمكن إعطاء قيمة عرض النبضة T بالعلاقة التقريبية التالية وبفرض أن ($T \gg T_p$):

$$T = RC(1 + \frac{R_2}{R_1}) \quad (4-55)$$

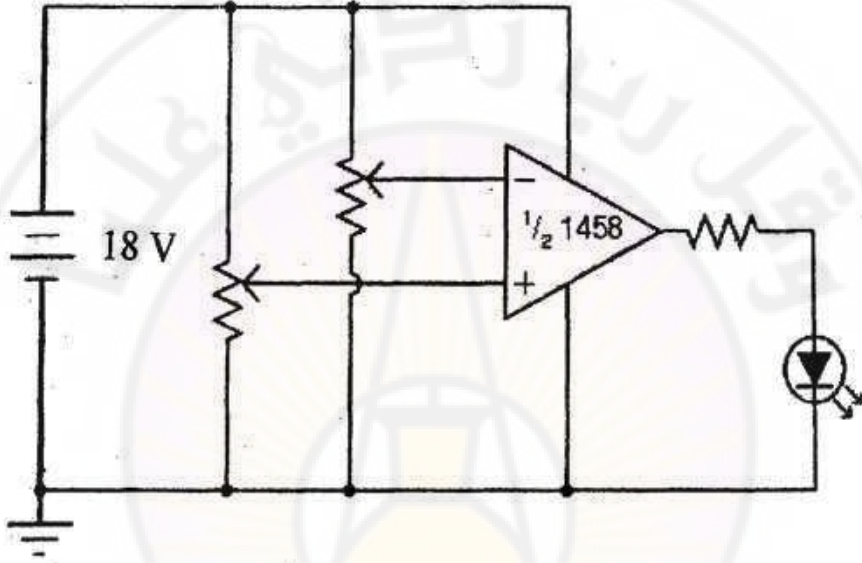
أو أن نضيف العرض T_p إلى الطرف الأيمن من المعادلة.

تطبيقات باستخدام دائرة المقارن:

مثال -1- قياس سرعة دوران مروحة:

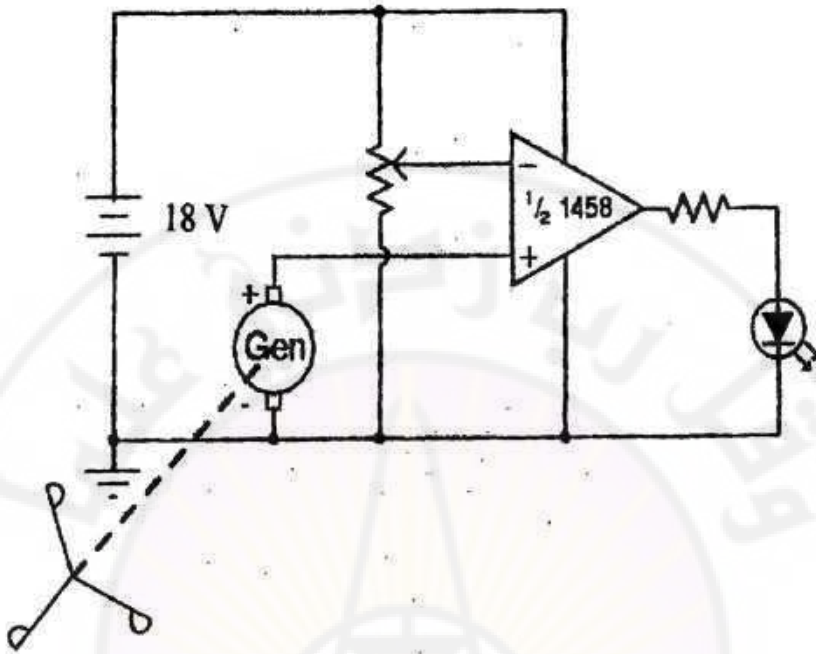
لكن لدينا الدارة المبينة في الشكل 4-54 التي تمثل دائرة مقارن حيث يبدو هنا أن المقارن يتمتع بمجهدي مقارنة قابلين للتغير ناتجين عن استخدام مقاومتين متغيرتين. أما نتيجة هذه المقارنة فلأنها يشار إليها بقيمة جهد الخرج الذي يطبق على عنصر LED. وبعد إجراء عملية ضبط لكل مقاومة متغيرة وملاحظة ما يجري على العنصر LED يمكن أن ندرك بسهولة وظيفة دائرة المقارن.

ومن أجل إدراك أعمق لسلوك هذه الدارة يمكن أن نربط جهازي قياس الجهد (فولتمتر) بين طرفي الدخل للمقارن والأرض بحيث يمكننا قراءة قيم جهدي الدخل ومقارنة كل منهما بالآخر وبجالة العنصر LED.



شكل 4-54

تُستعمل دارات المقارنة بشكل واسع لمقارنة قيم فيزيائية ويُفترض من أجل تحقيق هذا الأمر تحويل هذه القيم الفيزيائية إلى إشارات كهربائية. نبين في الشكل 4-55 مثلاً ويظهر هنا مولد كهربائي مناسب نقوده مروحة وبحيث يكون جهد خرج المولد متناسباً مع سرعة الريح. يمكن مقارنة إشارة سرعة الريح بجهد نقطة مرجعية والتنبيه عند تجاوز هذه السرعة حداً معيناً.

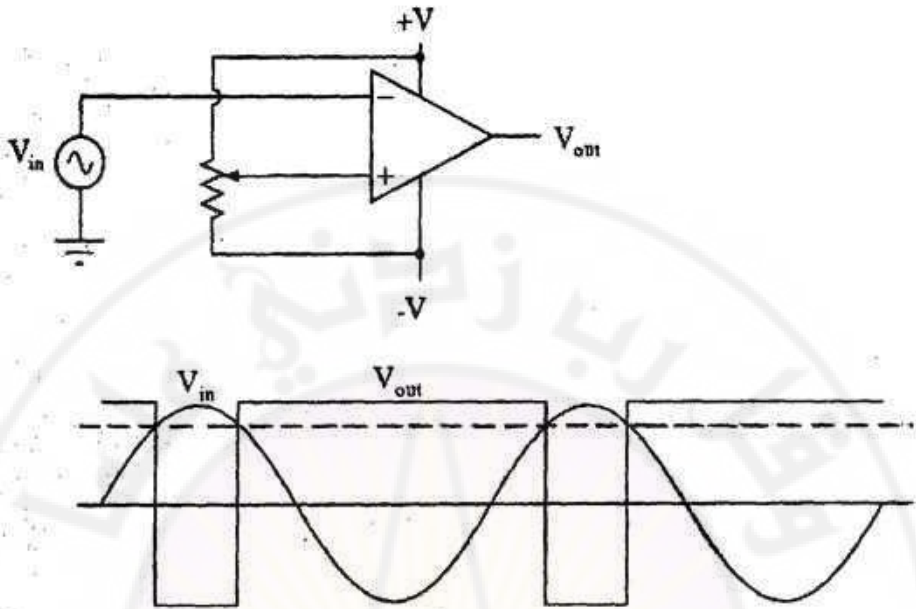


LED lights up when wind speed exceeds "set-point" limit established by the potentiometer position.

شكل 4-55

مثال 2- توليد موجة مربعة ذات نسبة انشغال (Duty Cycle) متغيرة:

يبين الشكل 4-56 دائرة ذات جهد مرجعي قابل للتغيير يطبق عند المدخل غير العاكس، ويطبق على المدخل العاكس إشارة دخل ولتكن جيبيه مثلاً فنحصل من هذه الدارة على إشارة خرج مربعة غير متناظرة تعتمد أزماتها على نقاط تقاطع الموجة الجيبيه مع مستوى جهد العتبة القابل للتغيير. وتعدُّ دائرة المقارن هذه مفيدة جداً من أجل الحصول على موجة مربعة ذات نسبة انشغال (Duty Cycle) متغيرة.

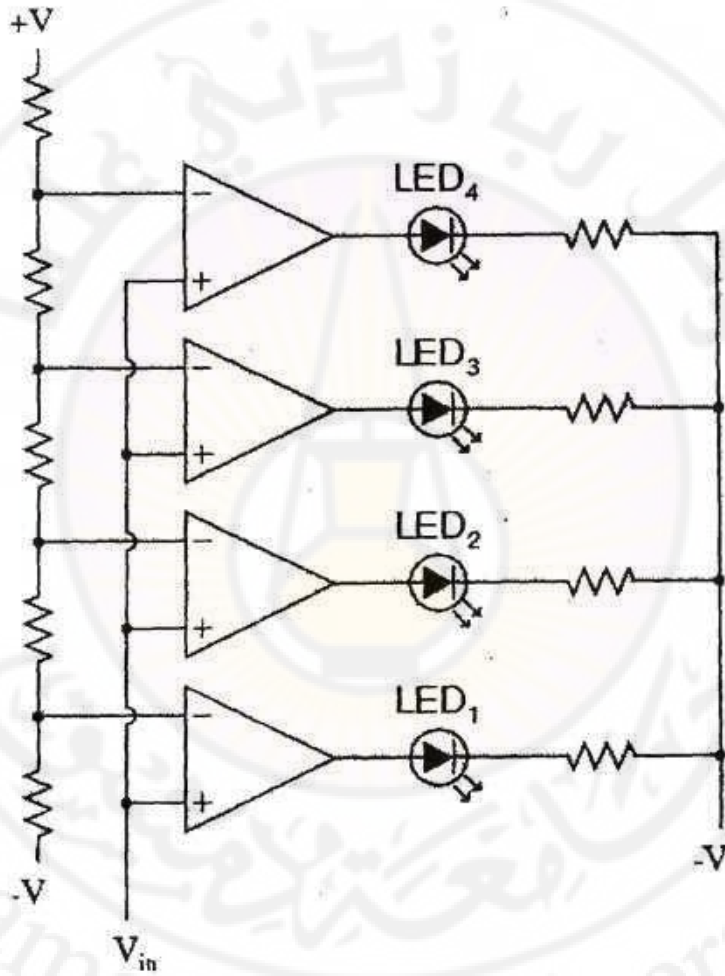


شكل 4-56

مثال 3- دائرة إظهار شريطية (Bargraph Display Circuit):

هناك تطبيق آخر لدائرة المقارن وهو دائرة إظهار شريطية (Bargraph) تدرجية. يبين الشكل 4-57 عدة مكبرات عمليات موصلة لتعمل كمقارنات بحيث يكون للمدخل العاكس لكل مقارن جهد مرجعي خاص به يؤخذ عن طريق المقاومات الموصلة مع منبع التغذية، وتطبق على جميع المداخل غير العاكسة نفس إشارة الدخل V_i فنحقق بهذه الحالة عملية مقياس شريطي (Bargraph Meter). فعندما يتزايد مطال جهد إشارة الدخل (إشارة راديوية أو إشارة صوتية) ستدخل جميع المقارنات على التتابع بحالة توصيل ويضيء الثنائي LED الخاص بكل مقارن وفقاً لزيادة مطال الإشارة. أي أن كل مقارن سيصبح بحالة توصيل عند مستوى مختلف من الإشارة الصوتية. فعندما

يتزايد مطال الإشارة إيجابياً يكون اتجاه الإضاءة بدءاً من LED_1 باتجاه LED_4 ويشير عدد العناصر LED المضاءة إلى قوة الإشارة المطبقة. إن هذا النوع شائع الاستعمال في واجهات الأجهزة الصوتية على سبيل المثال.



Simple Bargraph Driver Circuit

شكل 4-57

9-4- تحقيق عملية تحويل تماثلي/رقمي (A/D Conversion) باستخدام المقارنات^[4]:

ومن تطبيقات دائرة المقارن أيضا ربط مقارنات على التوازي لتحقيق حالة محمول تماثلي/رقمي سريع (Parallel Comparator "Flash" A/D Converter) حيث يُعدّ هذا النظام هو الأسرع من بين جميع المحولات كما يبينه الشكل 4-58.

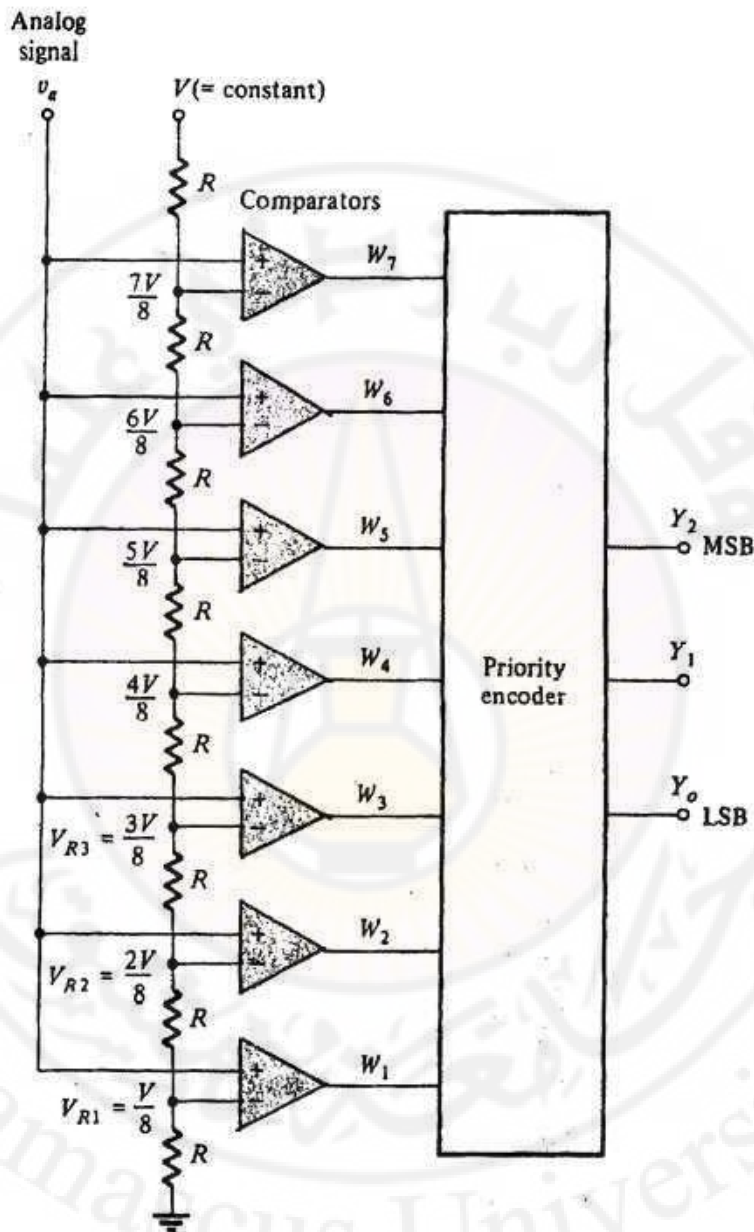
يبين الشكل 4-58 مبدأ (A/D) ثلاثي البتات (3-bit A/D). يطبق الجهد التماثلي v_a على سلسلة من المقارنات، بنفس الوقت، ذات عتبات متدرجة التوزيع بقيم متساوية أي ان الجهود المرجعية ذات قيم:

$$V_{R1} = V/8, \quad V_{R2} = 2 V/8, \quad V_{R3} = 3 V/8, \quad \dots \dots \dots \text{etc.}$$

تتم هنا عملية فرز لجهد الدخل التماثلي إلى مجال جهد معين تحدده قيم العتبات لمقارنين متجاورين. يكون خرج المقارن بالمستوى المنخفض، (المنطق 0) عندما يكون جهد عتبه أعلى من جهد الدخل أي أن جميع المقارنات تكون في المستوى المنخفض إذا كانت قيم العتبات فوق قيمة جهد الدخل (جهد الإشارة التماثلية المطبقة).

يكون خرج أي مقارن في المستوى العالي (المنطق 1) إذا كانت عتبه تقع أصغر من إشارة الدخل التماثلية. فعلى سبيل المثال، إذا كان $(\frac{2}{8}V < v_a < \frac{3}{8}V)$ ، يكون عندئذ $(W_1 = 1)$ و $(W_2 = 1)$ وتكون جميع قيم W الأخرى مساوية إلى الصفر (0) وهذا ما يفسر بأن جهد الدخل التماثلي يقع بين $(\frac{2}{8}V)$ و $(\frac{3}{8}V)$.

يُحدّد زمن التحويل فقط بسرعة المقارن والمُرّمُز. فباستعمال، مقارن من النوع Advanced Micro Devices, AMD 686A ومُرّمُز من النوع TI147، مثلاً، يكون التأخير محدود (20 ns). هناك سيئة واضحة لهذه التقنية وهي تعقيد البنية المادية حيث إن عدد المقارنات المطلوب هو $(2^N - 1)$ حيث N هو عدد البتات المطلوبة. لقد استخدمنا هنا سبعة مقارنات من أجل محول ثلاثي البتات.



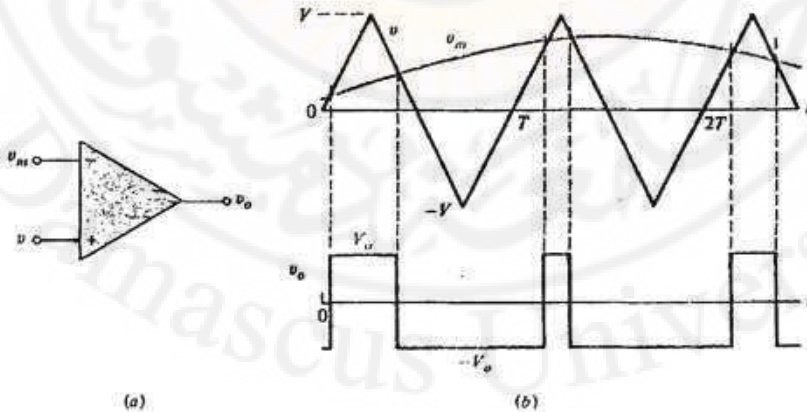
شكل 58-4- ربط مقارنات على العوازي لتحقيق
عملية محول تماثلي/رقمي (A/D)

10-4- تحقيق تعديل عرض النبضة PWM, Pulse Width Modulation

باستخدام دائرة مقارنة^[4]:

يبين الشكل 59-4 دائرة مقارنة حيث تطبق على المقارن موجة مثلثية $v(t)$. ويطبق على المقارن أيضاً جهد مرجعي V_R غير ثابت وإنما يأخذ شكل إشارة صوتية (audio signal) أي إشارة جيبية $v_m(t)$. نحصل بالتالي على سلسلة من النبضات ذات عرض متغير تبعاً لمواقع نقاط التقاطع بين الإشارة المثلثية وإشارة المرجع الجيبية. إن هذه النبضات ذات العرض المتغير، تتضمن المعلومات الصوتية التي تمثلها إشارة المرجع Pulse Width Modulation, تعديل عرض النبضة PWM.

عندما يكون $(v > v_m)$ يكون خرج المقارن $(v_o = V_o)$ ، وعندما يكون $(v < v_m)$ يكون خرج المقارن $(v_o = -V_o)$ كما يبينه الشكل 59-4. عندما يكون $(v_m = 0)$ يكون عرض النبضة هو $(T/2)$ حيث T هو عرض الموجة المثلثية. وعندما يتزايد جهد المرجع v_m ، يتناقص بالتالي عرض نبضات الخرج v_o خطياً.



شكل 59-4

إن سلسلة النبضات ذات قيمة متوسطة (average value) تتناسب مع الإشارة الجيبية (إشارة التعديل)، فمن أجل استرجاع المعلومات نحتاج إلى دائرة كاشف القيمة المتوسطة.

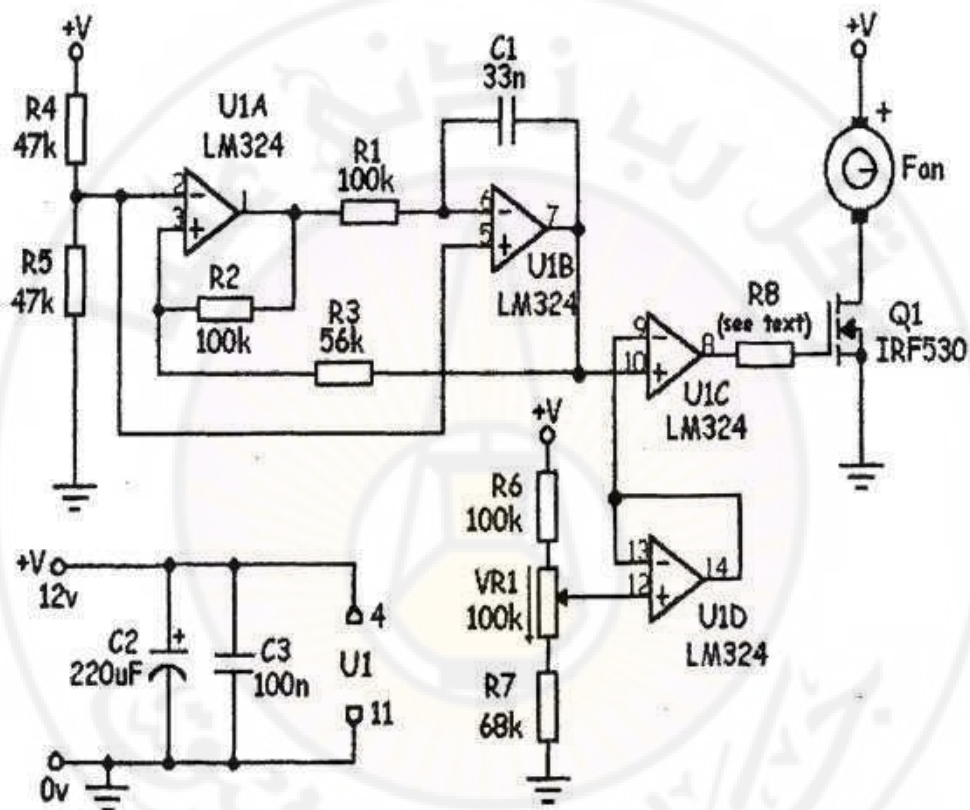
11-4- استخدام تعديل عرض النبضة (إشارة مربعة ذات نسبة الشغال متغيرة) ناتج عن دائرة مقارن وإشارة مثلثية للتحكم بالقدرة المقدمة إلى حمل:

يمكن تحويل الجهد المستمر إلى إشارة مربعة ذات عرض نبضة متغير وتقديم هذه الإشارة إلى الحمل. يبين الشكل 4-60 دائرة تستخدم قاذح شت مع دائرة مكامل ميلر (Miller Integrator)، وقد مر معنا سابقاً أن هذه التشكيلة تولد إشارة مثلثية أو إشارة سن منشار، ويتضمن الشكل 4-60 كذلك دائرة مقارن ودائرة تابع جهدي بمكبر عمليات، بالإضافة إلى ترانزستور قدرة (IRF530 n-channel mosfet) ليقدم القدرة المطلوبة إلى الحمل.

يبين الشكل 4-61 الإشارة المثلثية التي تتم مقارنتها مع جهد مرجعي ثابت يطبق على المقارن. وبحيث يمكن التحكم بهذا الجهد المرجعي بواسطة المقاومة المستغيرة (الشكل 4-60) التي يفصل بينها وبين المقارن دائرة تابع جهدي يشكل دائرة حجز (Buffer) ذات ممانعة دخل عالية وممانعة خرج صغيرة.

يقوم المقارن بمقارنة جهد سن المنشار مع الجهد المرجعي، وعندما يتجاوز جهد سن المنشار صعوداً الجهد المرجعي، تظهر إشارة مربعة عند خرج المقارن تقود ترانزستور القدرة الذي يعمل كمفتاح مبدل (Switch)، إلى حالة توصيل (ON). وعندما يصبح جهد سن المنشار دون الجهد المرجعي، يدخل المبدل حالة القطع (OFF). وبالتالي، تكون الإشارة التي تدخل الحمل هي إشارة مربعة. إذا كانت

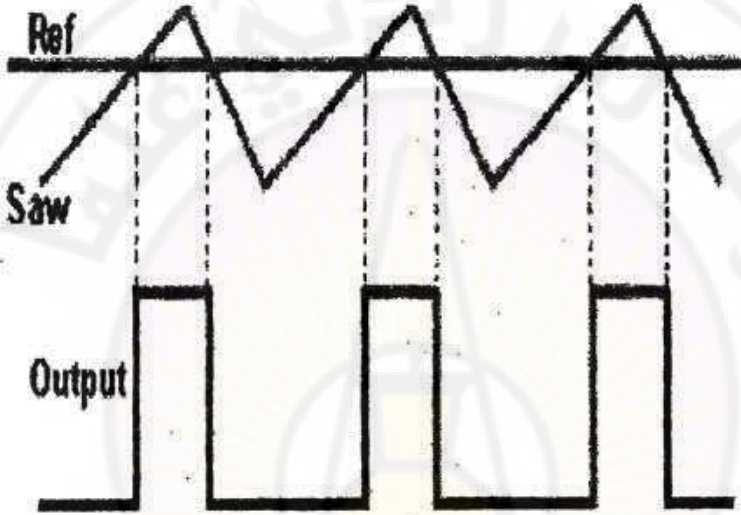
المقاومة المتغيرة عند وضع يجعل الجهد المرجعي مرتفعاً جداً فوق قمة سن المنشار يكون خرج المقارن صفراً، وإذا كان الجهد المرجعي منخفضاً جداً يكون خرج المقارن بحالة وجود دائم ويعطي الحمل قدرة دائمة.



شكل 4-60- دائرة توليد موجة ذات مردود دورة متغير

يستخدم في هذه التركيبة الدارة التكاملية (LM324, 14-pin DIL IC) وهذه الدارة تحتوي على أربعة مكبرات عمليات. يتم توليد إشارة سن المنشار باثنين منهما (U1A & U1B) حيث يعملان كقادح شتت ومكامل ميلر، ويستعمل مكبر العمليات الثالث (U1C) كمقارن ليقارن إشارة سن المنشار مع جهد مرجعي وليبدل

حالة ترانزستور القدرة. أما مكبر العمليات الرابع فإنه يستعمل كتابع جهدي (ذي ممانعة الدخل العالية وممانعة الخرج الصغيرة ولا يشكل حملاً على مجزئ الجهد المرجعي).



شكل 4-61

إن القيم الميئنة من العناصر تعطي إشارة سن منشار عند خرج الدارة UIB ذات تردد يقع بمحدود (130Hz) وذات مطال يتأرجح ضمن الحدود (3.5v - 9.5v) عند (12 V) جهد تغذية .

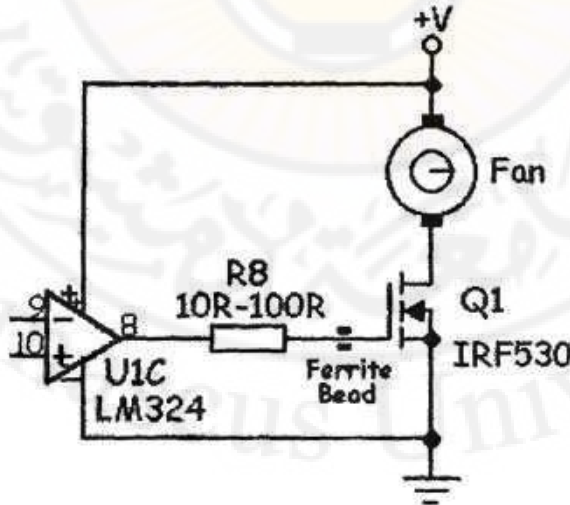
لقد صمم نظام الجهد المرجعي ليعطي جهوداً تقع ضمن المجال (3v - 7.5v) إلى المقارن. فعندما تصل إشارة سن المنشار إلى 7.5v تكون الإشارة المربعة ذات مردود دورة بمحدود 30 % ويزداد هذا المردود عند هبوط الجهد المرجعي. فعند 3v

مثلاً لا يحدث تقاطع بين الإشارة المثلثية والجهد المرجعي ويتم تقدم القدرة إلى الحمل خلال كامل الزمن.

تتضمن الدارة العملية مكثفين بين خط التغذية (+12v) وجهد الأرض. الأول (220 μ F, 16 V, Electrolytic) والثاني (100 nF Ceramic) من أجل إزالة أي ضجيج يحتمل وجوده على خط التغذية وخصوصاً عند استعمال أسلاك طويلة.

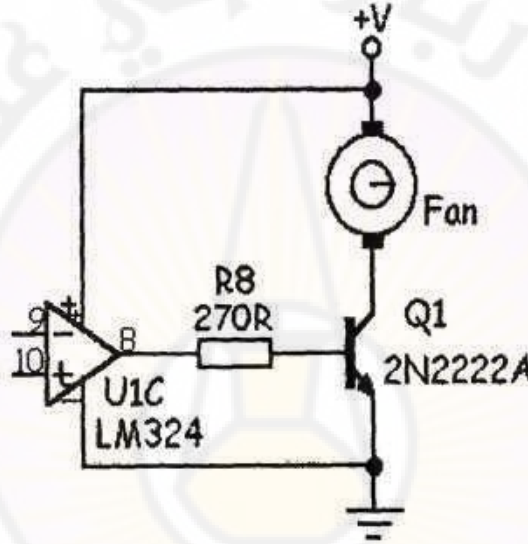
ملاحظة:

إن الترانزستورات من نوع (Mosfets) يمكن أن تولد تداخلات ذات تردد راديوي (Radio Frequency Interference, RFI) عند حدوث عملية التبديل (Switching) ، لذلك من أجل التخلص من هذا التداخل، يمكن تحقيق عملية إخماد لهذا التداخل بوضع مقاومة صغيرة بحدود (10-100 Ω) مع ممانعة تحريضية، إن توافر ذلك، حسب ما يبينه الشكل 4-62.



شكل 4-62 - محاولة لتخميد حالة التداخل الراديوي

وهناك خيار آخر، من أجل عدم التعرض لهذه الحالة، وهو استخدام ترانزستور NPN كما يبينه الشكل 4-63. يسمح هذا الترانزستور 2N2222A بتيار حمل يصل حتى (800mA)، أما من أجل أحمال أكبر فيمكن استخدام ترانزستورات قدرة (Darlington) مثل (TIP120, 121 or 122, rated to 5A).



شكل 4-63

4-12- كشف العبور بالصفير لإشارة ذات ضجيج باستخدام دائرة مقارن^[1]:

رأينا أن المقارن يستخدم في العديد من التطبيقات نذكر منها، مثلاً، الكشف عن مستوى من إشارة الدخل بالنسبة إلى قيمة جهد عتبة مرجعية محددة. يمكن أن يكون للمقارن قيمة عتبة واحدة (V_R) كما رأينا سابقاً وفي الكثير من التطبيقات من المفيد أن يكون هناك خصائص تعويقية (Hysteresis) ذات عتبي مقارنة (V_{TH} , V_{TL}) وعادة يكون الفرق بين هاتين العتبتين صغيراً وليكن (100 mV). ومن أجل بيان الحاجة إلى وجود خصائص تعويقية نورد المثال التالي:

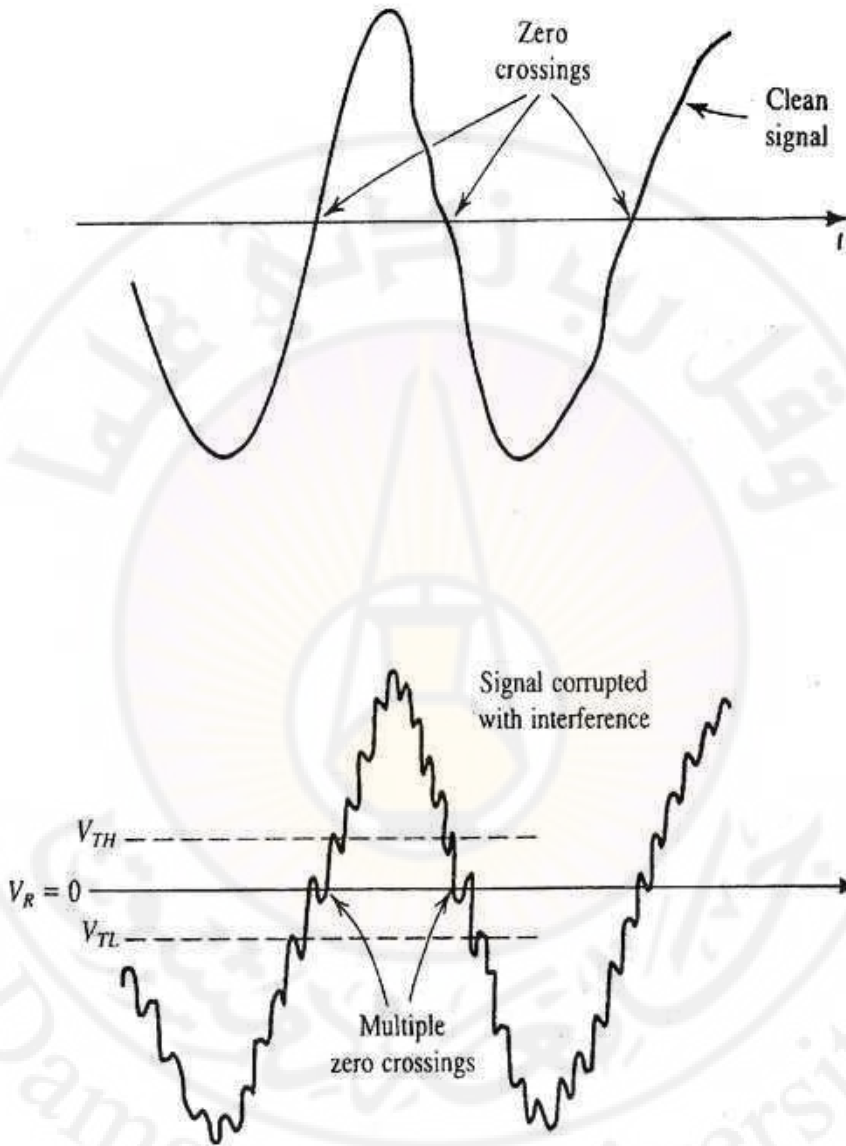
يُطلب تصميم دائرة يمكن أن تكشف وتعد عدد مرات العبور بالصفر لموجة عشوائية. يمكن تحقيق هذه الوظيفة باستخدام مقارن ذي جهد عتبة (0 V). يعطي المقارن عندها قفزة في جهد الخرج في كل مرة يحدث عندها عبور بالصفر. فنحصل على نبضات يمكن أن تغذي دائرة عداد.

لنتخيل الآن ماذا يحدث إذا كانت الإشارة التي نتعامل معها ليست إشارة صافية بل إشارة مركب عليها تداخلات من إشارة أخرى (إشارة دخيلة)، كما هو متوقع عادة وكما يبينه الشكل 4-64، بترددات أكبر بكثير جداً من تردد الإشارة المعنية. يبدو هنا أن الإشارة هذه ستقطع محور الصفر عدداً من المرات حول كل من نقاط العبور بالصفر التي نحاول أن نكتشفها. وهكذا، سيغير المقارن حالته عدداً من المرات عند كل واحدة من نقاط العبور هذه. وسيكون تعدادنا لنقاط العبور بالصفر غير صحيح.

إذا كان لدينا فكرة عن مقدار المطال من الذروة إلى الذروة (peak-to-peak) المتوقع للإشارة الدخيلة، فإنه يمكن حل المشكلة باستخدام مقارن ذي خصائص تعويقية ذات عرض حلقة تعويقية مناسب كما يبينه الشكل 4-64. عندئذ، إذا كانت إشارة الدخل تزايد في المطال، فإن المقارن ذا الخصائص التعويقية سيقى في الحالة الدنيا حتى يتجاوز مستوى الدخل جهد العتبة العالي V_{TH} .

وبالنتيجة فإن المقارن سيقى في المستوى العالي حتى وإن انخفضت الإشارة، بسبب التداخل، تحت المستوى V_{TH} . سيقب المقارن حالته إلى المستوى المنخفض، فقط إذا تناقصت إشارة الدخل إلى ما دون العتبة المنخفضة V_{TL} .

يبدو من الشكل 4-64 أن المقارن ذا الخصائص التعويقية يقدم وسيلة فعالة من أجل إلغاء أثر التداخلات.



شكل 4-64- يبين فائدة استخدام المقارن ذي الخصائص التعويضية في رفض التداخلات في عملية الكشف عن العبور بالصفير

الفصل الخامس

متعددات الاهتزاز (Multivibrators):

1-5- دارات متعددات الاهتزاز بمكبر عمليات [11-1]:

1-1-5- دائرة ثنائي الاستقرار (Bi-Stable) بمكبر عمليات:

لا تختلف هذه الدارة عما ورد سابقاً عن دائرة قاذح شتت بمكبر عمليات وهي كما تبدو على الشكل 1-5. حيث توجد تغذية عكسية من المخرج إلى المدخل غير العاكس بواسطة المقاومتين R_1 و R_2 . ويتم توصيل المدخل العاكس إلى الأرض عن طريق المقاومة R فيكون جهده صفرًا نتيجة لذلك. ويمكن للدائرة أن توجد في إحدى حالتين مستقرتين ممكنتين وهما كما مر معنا سابقاً:

1- حالة أولى ممكنة:

$$v_o = +V_M$$

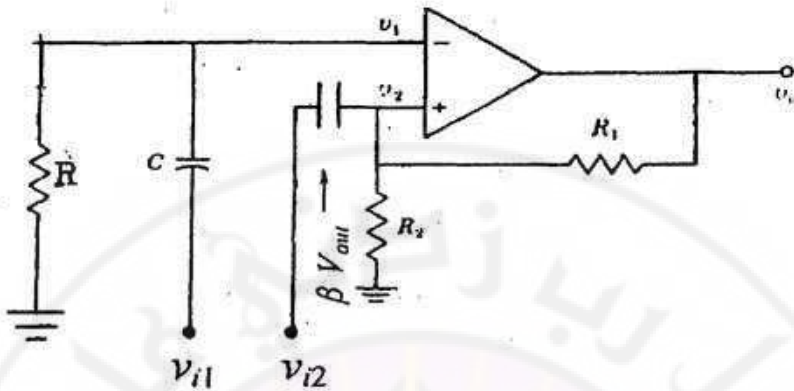
$$v_2 = +\beta V_M$$

$$v_I = 0$$

فيكون:

$$(v_2 - v_I) = +\beta V_M - 0$$

وهذا جهد موجب يؤدي إلى أن يكون جهد الخرج موجباً أيضاً ويساوي إلى $(+V_M)$. فهذه الحالة هي حالة مستقرة أولى.



شكل 5-1- دائرة ثنائي الاستقرار بمكبر عمليات

2- حالة ثانية ممكنة:

$$v_o = -V_M$$

$$v_2 = -\beta V_M$$

$$v_1 = 0$$

فيكون:

$$(v_2 - v_1) = -\beta V_M - 0$$

وهذا جهد سالب يؤدي إلى أن يكون جهد الخرج سالباً أيضاً ويساوي إلى $(-V_M)$. فهذه الحالة هي أيضاً حالة مستقرة ثانية.

3- حالة غير ممكنة وهي:

$$v_o = 0$$

$$v_2 = 0$$

$$(v_2 - v_1) = 0$$

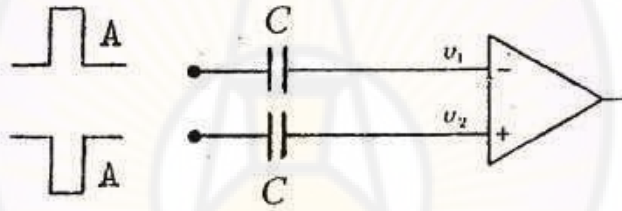
وهذه الحالة لا يمكن أن توجد عملياً فهي حالة غير مستقرة.

لنفرض أن الدارة كانت موجودة في الحالة الأولى ونريد نقلها إلى الحالة الثانية. يجب من أجل هذا أن نجعل القوس $(v_2 - v_1)$ سالباً. ولتحقيق هذا الأمر يمكن أن نتبع ما يلي كما يبينه الشكل 2-5:

1- إما تطبيق نبضة سالبة على المدخل غير العاكس ذات مطال A بحيث إن:

$$|A| > \beta |V_M|$$

إن هذا الأمر سيجعل المدخل (2) سالباً. وحيث أنه لم تطبق أية إشارة على المدخل (1) فإن الدارة ستغير حالتها.



شكل 2-5

2- أو تطبيق نبضة موجبة على المدخل العاكس بحيث إن $A > \beta V_M$ ويصبح عندئذ:

$$(v_2 - v_1) = +\beta V_M - A$$

إن هذا المقدار ذو قيمة سالبة سيقود الخرج إلى قيمة الإشباع السالب $(-V_M)$ أي أن الدارة ستغير حالتها. وبعد أن تكون الدارة قد استقرت في الحالة الثانية وحتى يمكن إرجاعها إلى الحالة الأولى نقوم بعمل ما يلي:

- بما أن القوس $(v_2 - v_1)$ ذو قيمة سالبة وحتى نجعله موجباً، إما أن نطبق نبضة

موجة على المدخل 2 أو أن نطبق نبضة سالبة على المدخل 1 بحيث يكون:

$$(|A| > \beta |V_M|)$$

نستنتج مما سبق أنه من أجل الحصول على دورة كاملة أي التحول من الحالة الأولى إلى الحالة الثانية ثم إلى الحالة الأولى نجرى ما يلي: نطبق نبضات من نفس القطبية بالتناوب على المدخلين 1 و 2 . أو نطبق نبضات ذات قطبية متناوبة على نفس المدخل (موجة - سالبة - موجبة وهكذا).

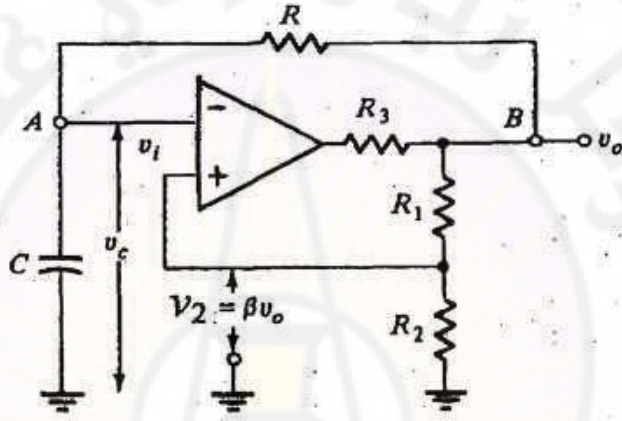
5-1-2- دارة عدم الاستقرار (A-stable) بمكبر عمليات (توليد الموجة المربعة):

إن دارة عدم الاستقرار A-Stable هي دارة مهتز يمر بحالتين غير مستقرتين حيث يبقى في الحالة الأولى فترة زمنية محددة ثم ينتقل تلقائياً إلى الحالة الثانية ليبقى فترة زمنية أخرى ثم يعود إلى الحالة الأولى، وهكذا. فتولد دارة عدم الاستقرار بالتالي موجة مربعة.

يؤدي استعمال حلقة تغذية عكسية موجبة من مخرج مكبر العمليات إلى مدخله غير العاكس إلى الحصول على دارة ثنائي الاستقرار أي دارة ذات حالتين مستقرتين تتمتع بخواص تحويل تعويقية. وإن مستويي التحويل على المدخل العاكس يعود سببهما إلى تغير جهد المرجع الذي يظهر على المدخل غير العاكس. فإذا أحدثنا تغذية عكسية على المدخل العاكس عن طريق دارة R-C حسب ما يبينه الشكل 5-3 فإننا نكون بذلك قد حولنا الدارة ذات الحالتين المستقرتين إلى دارة تغير حالتها دورياً أي إلى دارة مولد موجة مربعة أو دارة عدم استقرار.

لنفرض بأن جهد الخرج قد ارتفع إلى قيمة موجبة، سيؤدي هذا إلى أن جزءاً من هذا الجهد سيحقن في المدخل 2 مما يزيد في عدم توازن الدارة ويصبح فرق الجهد

($v_2 - v_1$) أكبر من صفر. سيتزايد v_o بسرعة حتى يصل إلى قيمة عظمى موجبة (V_M) كما رأينا سابقاً وسيصبح جهد المرجع عند المدخل غير العاكس مساوياً إلى ($V_2 = +\beta V_M$) . وعند هذه اللحظة القصيرة جداً فإن الجهد على المكثف يبقى مساوياً إلى الصفر، إلا أن المكثف سي شحن بعدئذ باتجاه القيمة العظمى $V_M +$ حسب ما يبينه الشكل 4-5-آ.



شكل 3-5- دائرة عدم استقرار بمكبر عمليات

عندما يصل الجهد عند المدخل 1 إلى قيمة جهد العتبة عند المدخل 2 الذي يساوي $+\beta V_M$ ، كما يبينه الشكل 4-5-ب، سيصبح فرق الجهد: $(v_2 - v_1) = 0$ عند الزمن t_1 . وفي هذه اللحظة سيصبح جهد الخرج مساوياً إلى الصفر ويكون:

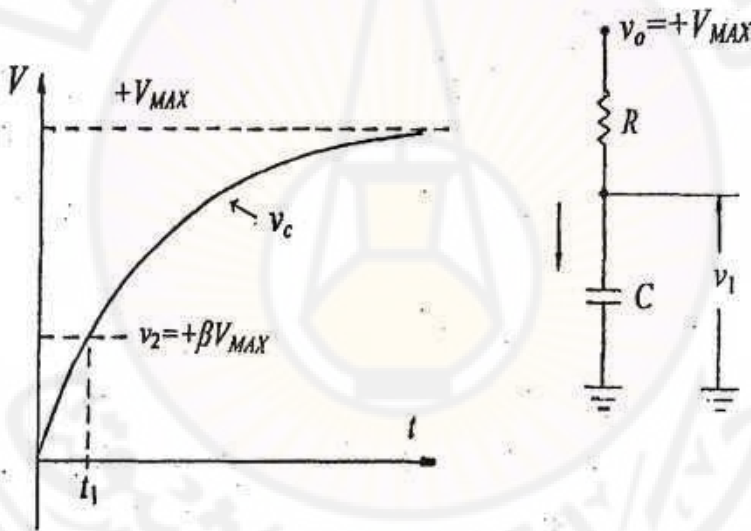
$$v_1 = v_2 = +\beta V_M \quad (5-1)$$

وستقلب الدارة حالتها حينئذ وذلك لأنه عندما يهبط جهد الخرج باتجاه القيمة صفر فإن الجهد عند المدخل 2 سيساوي صفرًا في هذه اللحظة مما يؤدي هذا إلى أن:

$$(v_2 - v_1) = 0 - v_1$$

أي أن الفرق $(v_2 - v_1)$ سيصبح ذا قيمة سالبة وسيقود المخرج ليتحول بسرعة نحو القيمة العظمى السالبة $(-V_M)$. وعندئذ سيأخذ جهد المرجع عند المدخل 2 القيمة التالية:

$$V_2 = -\beta V_M$$



- ب -

- ت -

شكل 4-5

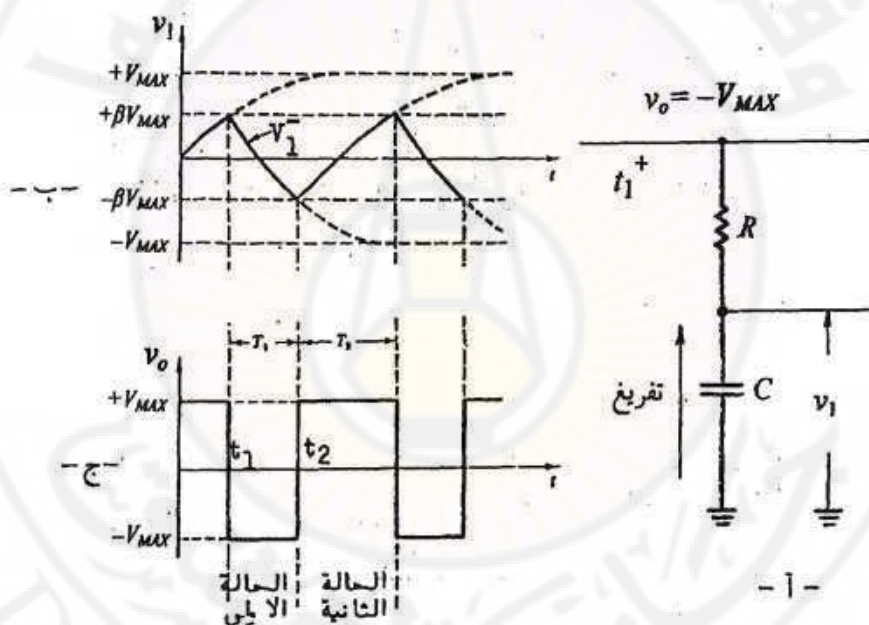
وسيشحن المكثف باتجاه الجهد الجديد $(-V_M)$ بدءاً من الزمن t_1 الذي عنده غيرت الدارة حالتها.

يبين الشكل 5-5-1 دائرة الشحن لهذه الحالة. وسيستمر جهد المكثف بالهبوط حتى يصل الجهد على طرفيه أي على المدخل 1 إلى قيمة الجهد على المدخل 2 عند الزمن t_2 ويكون:

$$v_1 = v_2 = -\beta V_M \quad (5-2)$$

وعند هذا الزمن يصبح:

$$(v_2 - v_1) = 0$$



شكل 5-5

وستقلب الدارة حالتها إلى الحالة الأولى وذلك لأن جهد الخرج يصبح مساوياً إلى الصفر عندما $(v_2 - v_1) = 0$. ويتابع جهد الخرج صعوده نحو $+V_M$ من جديد كما مر معنا سابقاً وذلك بدءاً من الزمن t_2^+ .

يبين الشكل 5-5-ب- تغير الجهد على المدخل 1 (جهد المكثف) أثناء تغير حالة الدارة. إن اتجاه الجهد على طرفي المكثف يتغير في كل مرة يحتاج فيها جهد المكثف قيمة جهد العتبة عند المدخل 2 غير العاكس.

يبين الشكل 5-5-ج- تغير جهد الخرج الذي يظهر فيه أنه موجة دورية يتغير مطالها بين مستويين هما: $+V_M$ و $-V_M$. ويمكن استنتاج العلاقات الزمنية لهذه الإشارة وفق ما يلي:

لنكتب معادلة v_I في الزمن $(t = t_1^+)$ وهي كما يلي:

$$V_I = A e^{-(t-t_1)/RC} + B \quad (5-3)$$

حيث إن A و B ثابتان يتم تعيينهما من الشروط البدائية والنهائية كما يلي:
في الزمن $t = t_1$ يكون:

$$v_I = +\beta V_M = A + B \quad (5-4)$$

وفي الزمن $t = \infty$ يكون:

$$v_I = -V_M = B \quad (5-5)$$

وبالتعويض ينتج ما يلي:

$$v_I(t_1^+) = (1 + \beta) V_M e^{-(t-t_1)/RC} - V_M \quad (5-6)$$

وفي الزمن $t = t_2^-$ يكون:

$$v_I(t_2^-) = -\beta V_M \quad (5-7)$$

$$v_I(t_2) = (1 + \beta) V_M e^{-(t_2 - t_1)/RC} - V_M \quad (5-8)$$

وينتج من المعادلتين (5-7) و (5-8) ما يلي:

$$-\beta V_M = (1 + \beta) V_M e^{-(t_2 - t_1)/RC} - V_M \quad (5-9)$$

$$(t_2 - t_1) = RC \ln (1 + \beta) / (1 - \beta) \quad (5-10)$$

$$T_1 = RC \ln (1 + \beta) / (1 - \beta) \quad (5-11)$$

وبالتعويض عن β بقيمتها وهي: $\beta = R_2 / (R_2 + R_1)$ ينتج ما يلي:

$$T_1 = RC \ln (1 + 2R_2/R_1) \quad (5-12)$$

أما T_2 فتعطى بطريقة مماثلة بالعلاقة التالية:

$$T_2 = RC \ln (1 + \beta) / (1 - \beta) = RC \ln (1 + 2R_2/R_1) \quad (5-13)$$

فيكون:

$$T_1 = T_2 = RC \ln (1 + 2R_2/R_1) \quad (5-14)$$

إن إشارة الخرج هذه هي إشارة مربعة متناظرة لأنه عادة مايكون كل من القيمتين، القيمة العظمى الموجبة والقيمة العظمى السالبة لجهد الخرج متساويتين. أما دور الإشارة T فإنه يساوي إلى:

$$T = T_1 + T_2 = 2 RC \ln (1 + 2R_2/R_1) \quad (5-15)$$

ويكون تردد الإشارة هو: $(f = 1/T)$ ، ونلاحظ أن T لا يعتمد على جهد الخرج.

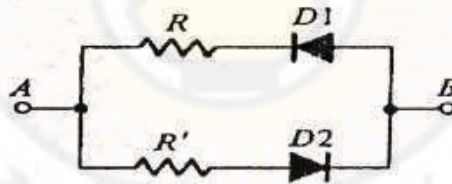
وفي حال أن القيمة العظمى الموجبة هي $|V_{M1}|$ والقيمة العظمى السالبة هي $|V_{M2}|$ يكون كل من T_1 و T_2 كما يلي:

$$T_1 = RC \ln(V_{M2} + \beta V_{M1}) / (V_{M2} - \beta V_{M2}) \quad (5-16)$$

$$T_2 = RC \ln(V_{M1} + \beta V_{M2}) / (V_{M1} - \beta V_{M1}) \quad (5-17)$$

وفي حال أن مستويي جهد الخرج متساويان ويساوي كل منهما $|V_M|$ وكنا نرغب أن يكون: $(T_1 \neq T_2)$ فإننا نستبدل المقاومة R بالشبكة المبينة في الشكل 5-6.

وعندما يكون جهد الخرج موجباً فإن D_1 يصبح موصلاً (ON)، إلا أن D_2 يبقى بحالة قطع (OFF). وبالتالي فإن الدارة تماثل الآن الدارة المبينة في الشكل 5-3.

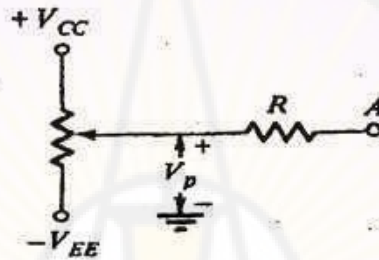


شكل 5-6

وحيث إن T_2 لا يعتمد على الجهد V_o فيعطى T_2 بالمعادلة 5-13. أما خلال الفترة التي يكون فيها الخرج سالباً فإن D_1 يصبح مقطوعاً أما D_2 فإنه يصبح موصلاً. وبالتالي فإن ثابت زمن التفريغ يصبح الآن $\bar{R} C$ ، وبالتالي فإن الزمن T_1 تنطبق عليه المعادلة 5-12 بعد استبدال المقاومة R بالمقاومة $\bar{R}$.

يوجد طريقة بديلة للحصول على موجة مربعة غير متناظرة وهي استخدام الشبكة المبينة على الشكل 7-5 حيث توصل النقطة A بالمدخل 1 العاكس. يقع المدخل 1 الآن تحت تأثير جهدين: الجهد الأول هو جهد الخرج والجهد الثاني هو الجهد V_p .

لنفرض أن المقاومة المتغيرة صغيرة بالمقارنة مع المقاومة R ، فإن المكثف سي شحن نحو الجهد: $(V_p + V_o)/2$ بـ ثابت زمن يساوي $RC/2$ ، إلا أنه سيفرغ نحو الجهد $(V_p - V_o)/2$ وينفس ثابت الزمن فسينتج بالتالي أن $T_1 \neq T_2$.



شكل 7-5

3-1-5- دائرة وحيد استقرار (Mono-Stable Multivibrator) بمكبر عمليات:

وهي دائرة ذات حالتين، أحدهما حالة مستقرة والأخرى غير مستقرة. وتبقى الدائرة في حالتها المستقرة دائماً عن عدم تطبيق إشارة دخل عليها. أما عند تطبيق إشارة مناسبة على مدخل الدائرة، وتسمى إشارة قذح (Triggering Signal)، فإن الدائرة تنتقل من الحالة المستقرة إلى الحالة غير المستقرة وتبقى زمناً محدداً في هذه الحالة غير المستقرة ثم تعود تلقائياً إلى حالتها المستقرة.

يمكن تحويل دائرة علم الاستقرار المبينة في الشكل 3-5 إلى دائرة وحيد استقرار وذلك بأن نجعل اتجاه شحن المكثف وتفريغه غير متناظرين، بمعنى أن يتم ذلك باتجاه واحد فقط وليس بالاتجاه الآخر.

يمكن تحقيق هذه الفكرة وذلك بوصل ثنائي كما يبينه الشكل 5-8. وينتج عن هذا أن اتجاه الجهد الذي يمكن أن يأخذه المدخل B (الجهد v_1) يكون إما سالباً أو يساوي الصفر ولا يمكن أن يصبح موجباً أبداً.

يتضمن المدخل دائرة قذح مؤلفة من مكثف C_2 ومقاومة R_4 وثنائي D_2 موصلين إلى المدخل غير العاكس. إن دائرة وحيد الاستقرار تعمل كما يلي:

في الحالة المستقرة: يكون الخرج عند المستوى العالي (L_+) ويكون الثنائي D_1 بحالة توصيل عن طريق R_3 . ويكون الجهد على طرفي المكثف C_1 (الجهد v_1) يساوي إلى جهد الاستقطاب الأمامي للثنائي. نختار R_4 أكبر بكثير من R_1 فيكون تيار الثنائي D_2 الموصل صغيراً جداً ويتحدد، بالتالي، جهد النقطة C (الجهد v_2) بواسطة مجزئ الجهد (R_2, R_1) تقريباً. يكون جهد النقطة C (المدخل غير العاكس) هو:

$$v_2 = + \beta V_{MAX} > 0$$

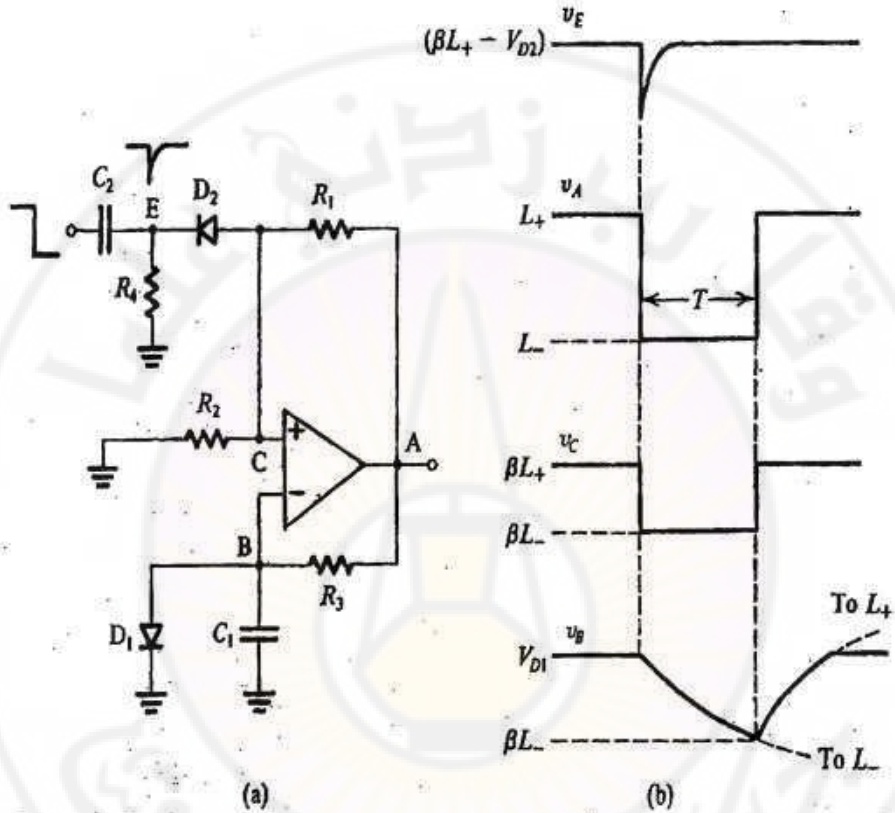
ويكون:

$$(v_2 - v_1) = (+ \beta V_{MAX} - V_{D1}) > 0$$

وهذا القوس ذو إشارة من نفس إشارة جهد الخرج الذي هو: ($V_0 = + V_{MAX} > 0$) وهذا يؤكد، بالتالي أن هذه الحالة هي حالة مستقرة.

وبفرض أنه توجد هناك حالة يمكن أن يكون فيها جهد الخرج سالباً أي بفرض أن: ($V_0 = - V_{MAX}$) فإن هذه الحالة هي حالة غير مستقرة. ويفسر ذلك بأن المكثف سي شحن باتجاه ($- V_{MAX}$)، وعندما يصل الجهد على المدخل B (أي الجهد v_1) إلى قيمة جهد المدخل C (أي الجهد v_2)، سيصبح $(v_2 - v_1) = 0$ ، وستناقص جهد الخرج V_0 نحو الصفر، وسيصبح v_2 صفراً وسيأخذ القوس ($v_2 - v_1$) قيمة موجبة كبيرة تؤدي إلى ارتفاع V_0 ليأخذ القيمة النهائية ($+ V_{MAX}$). فهذه الحالة هي

حالة غير مستقرة. ويعني هذا أن الدارة توجد دائماً في الحالة المستقرة التي تتميز بكون:
 $(V_o = +V_{MAX})$



شكل 8-5

لنئين، الآن، كيف يمكن أن ننقل الدارة من الحالة المستقرة إلى الحالة غير المستقرة.

لنطبق جهد خطوة سالب على مدخل القدح للدارة. ستعرض هذه الإشارة لعملية تفاضل وسيظهر الجهد على مهبط الثاني كما يبدو على الشكل b-8-5. وهذا

الجهد هو عبارة عن نبضة سالبة ستمر عبر الثنائي وستصل إلى المدخل C وسينخفض جهد هذا المدخل. فإذا كان مطال النبضة السالبة كبيراً بما يكفي، أي إذا كان:

$$|A| > \beta |V_{MAX}|$$

فإن جهد النقطة C سيصبح أصغر من جهد النقطة B ، أي أن قيمة $(v_2 - v_1)$ ستصبح سالبة، وسينتقل V_0 من الإشباع الموجب إلى الإشباع السالب وسيصبح مساوياً إلى $(-V_{MAX})$ وهذه حالة غير مستقرة كما وصفناها سابقاً. وسيصبح الجهد عند النقطة C مساوياً إلى $(-\beta V_{MAX})$ وسيدخل D_2 بحالة قطع الآن، وسيعزل الدارة من أية تغيرات قد تظهر على مدخل القدرح.

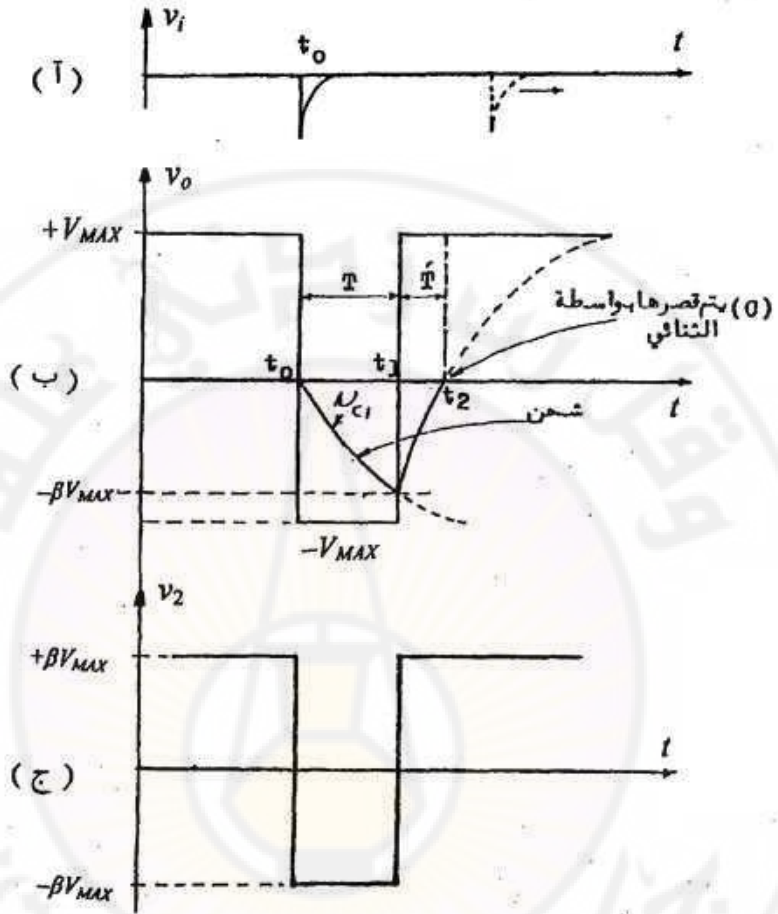
إن الجهد على طرفي المكثف C_1 الذي هو الجهد v_2 سيتغير كما شرحنا سابقاً وستظهر أشكال الإشارات على نقاط الدارة كما يبدو في الشكل 5-9. ستنتهي الحالة غير المستقرة عند الزمن t_1 الذي يحدد عرض نبضة الخرج. فعند الزمن t_1 يصبح الجهد B مساوياً إلى الجهد عند المدخل C .

يمكن حساب الزمن T وهو عرض النبضة كما يلي:

يتطور الجهد على المدخل العاكس حسب ما يبينه الشكل 5-9-ب والشكل 5-10. ويستمر وجود هذا الجهد طالما أن: $(v_1 < v_2)$ ، أي $(v_1 < -\beta V_{MAX})$ وهذه حالة الإشباع السالب. وفي اللحظة t_1 يتم الانتقال إلى الحالة المستقرة وهي حالة الإشباع الموجب التي يكون فيها:

$$v_0(t_1^+) = +V_{MAX} \quad (5-18)$$

$$v_1(t_1^-) = v_2 = -\beta V_{MAX} = -V_{MAX} \left(1 - e^{-\frac{t_1 - t_0}{RC}}\right) \quad (5-19)$$



شكل 9-5

$$V_{MAX} \left(1 - e^{-\frac{t_1 - t_0}{RC}} \right) = \beta V_{MAX}$$

$$V_{MAX} \left(1 - e^{-\frac{T}{RC}} \right) = \beta V_{MAX}$$

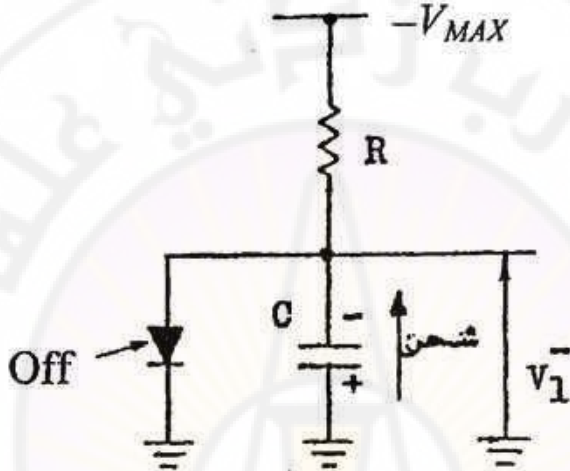
ومنه:

$$1 - \beta = e^{-\frac{T}{RC}}$$

(5-20)

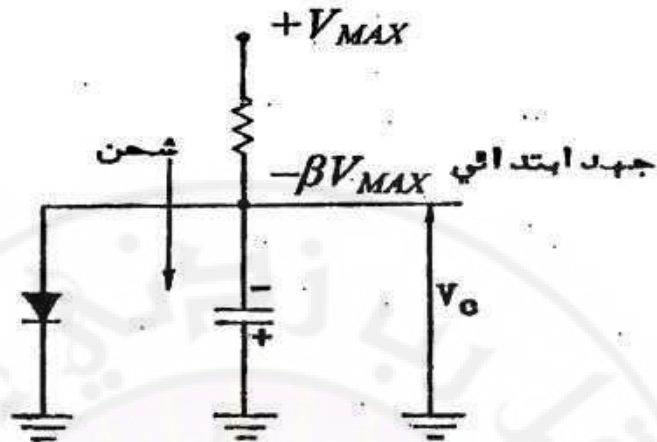
ويُنتج:

$$T = RC \ln \frac{1}{1-\beta} = RC \ln \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (5-21)$$



شكل 10-5

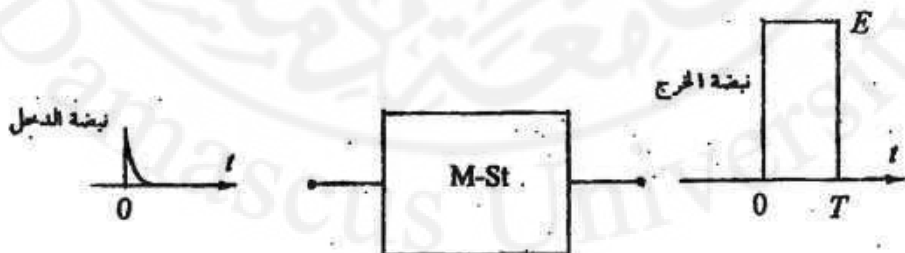
وفي اللحظة T_1 يبدأ المكثف بالشحن بالاتجاه الآخر حسب ما يبينه الشكل 11-5 بسبب تغير جهد الخرج إلى $(+V_{MAX})$. ويتجه الجهد على المدخل B نحو القيمة صفر فولت تقريباً ويستقر عند هذه القيمة في الزمن t_2 ، ولا يتجه نحو الجهد الموجب بسبب وجود الثنائي D_1 الذي يصبح بحال توصيل فيؤدي هذا إلى حدوث قصر على طرفي المكثف C_1 (نفترض من أجل تبسيط الموضوع أن جهد التوصيل للثنائي يساوي صفر فولت). فإذا حدث وطبقت إشارة سالبة أخرى لقدح الدارة فإن ذلك يجب أن يكون بعد الزمن $(\bar{T})$ ، أي بعد أن يكون المكثف قد تم شحنه إلى الجهد V_{D1} .



شكل 11-5

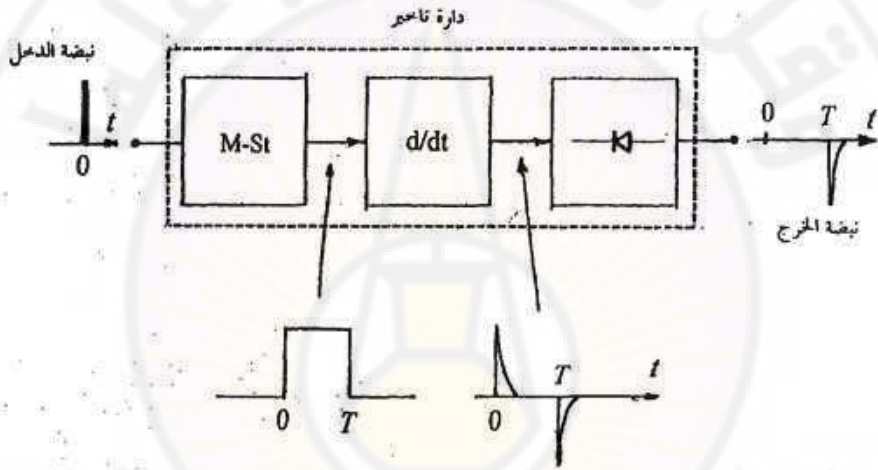
تطبيق عن استخدام دائرة وحيد الاستقرار للحصول على دائرة تأخير:

من التطبيقات التي تستعمل فيها دائرة وحيد الاستقرار كما رأينا هي استخدامها كدائرة تشكيل نبضية حيث تفيد في الحصول على نبضة خرج ذات أبعاد ثابتة محددة لا تعتمد على شكل نبضة الدخل المطبقة على مدخلها حسب ما يبينه الشكل 12-5. بمعنى أن كلا من E و T في إشارة الخرج ثابتان ويعتمدان على عناصر الدائرة الداخلية.



شكل 12-5

وتستخدم دائرة وحيد الاستقرار، أيضاً، كجزء من دائرة تأخير حسب ما يبينه المخطط الصندوقي المبين في الشكل 5-13. حيث تطبق إشارة خرج دائرة وحيد الاستقرار ذات الشكل الهندسي المحدد على دائرة تفاضل ثم على دائرة قطع لتظهر بعد ذلك نبضة خرج متأخرة بـ T الذي يساوي عرض إشارة خرج دائرة وحيد الاستقرار. وتطبق نبضة الخرج هذه على دائرة تشكيل ثانية لنحصل عند مخرجها على نبضة جديدة ذات عرض T_1 تظهر في الزمن T .



شكل 5-13- تطبيق عن دائرة وحيد استقرار للحصول على نبضة مؤخّرة

2-5- دوائر متعدّدات الاهتزاز (Multivibrators) بترانزستور BJT (8-13):

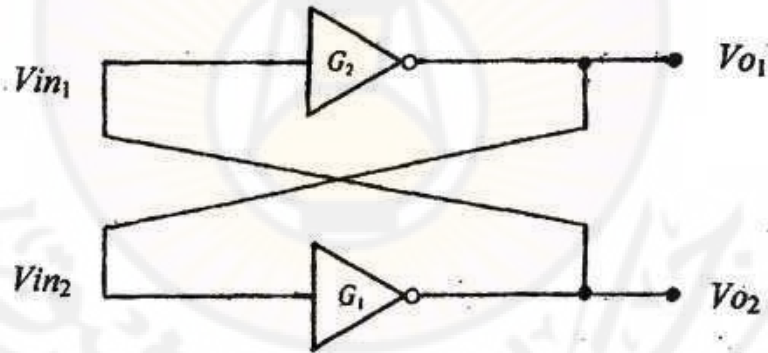
1-2-5- دائرة ثنائي الاستقرار (Bi-Stable) بترانزستور BJT :

يمكن تشكيل دائرة ثنائي الاستقرار ترانزستورية من عاكسين يوصلان مع بعضهما حسب ما يبينه الشكل 5-14. ويمكن أن توجد هذه الدائرة في إحدى حالتين مستقرتين وتكون، عادة، ذات مخرجين يحققان إحدى الحالتين التاليتين:

حالة مستقرة أولى: $V_{out1} = V_{min} = (0)$ $V_{out2} = V_{max} = (1)$

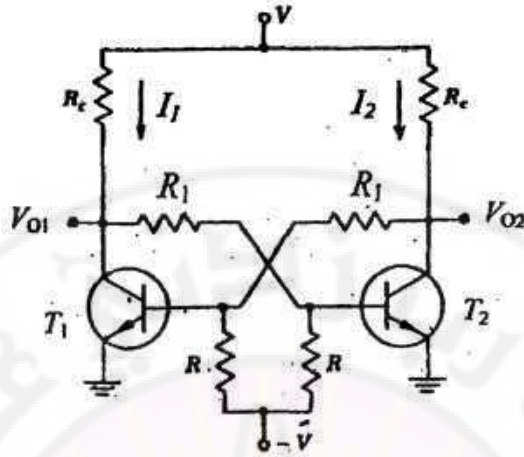
حالة مستقرة ثانية: $V_{out1} = V_{max} = (1)$ $V_{out2} = V_{min} = (0)$

تعني الحالة المستقرة (الحالة الأولى فرضاً) أن الخرج V_{out1} يكون في المستوى الأدنى فيكون الدخل V_{in2} في المستوى الأدنى لاتصاله مع V_{out1} ويكون الخرج V_{out2} بالتالي في المستوى الأعلى في نفس اللحظة. وينطبق نفس هذا التفسير على الحالة المستقرة الثانية. ولا ينتقل أي من المخرجين من إحدى الحالتين إلى الأخرى إلا بعد تطبيق مؤثر خارجي. فبقى الدارة في الحالة المستقرة الأولى إلى أن يتم تطبيق إشارة خارجية على الدارة فتتغير هذه الحالة وتنتقل الدارة إلى الحالة المستقرة الثانية.



شكل 5-14 - دارة ثنائي استقرار

يمكن أن تمثل الشكل 5-14 بالدارة التفصيلية المبينة على الشكل 5-15 التي يظهر فيها مكبران عاكسان حيث يوصل مخرج كل ترانزيستور إلى مدخل الترانزيستور الآخر توصيلاً مباشراً بواسطة مجزئين (R_1, R_2) .



شكل 5-15- دائرة ثنائي استقرار Bi-Stable

إن الدارة متناظرة تماماً ويمكننا أن نتصور أن تيارى الترانزستورين متساويان وهذا الأمر ممكن إذا كانت للدائرتين نفس الحالة وهي إما:

- حالة قطع ويكون عندها:

$$I_{C1} = I_{C2} = 0 \quad V_{01} = V_{02} = V(1)$$

- أو حالة توصيل (إشباع) ويكون عندها:

$$I_{C1} = I_{C2} \approx V/R_C \quad V_{01} = V_{02} = V(0)$$

نرى أنه ليس من فائدة من هاتين الحالتين السابقتين حيث لا تتحقق هنا وظيفة ثنائي الاستقرار. إلا أنه يمكننا أن نفترض حالة أخرى وهي: $(I_{C1} = I_{C2})$ وإن الترانزستورين يوجدان في المنطقة الفعالة إلا أن هذه الحالة هي حالة غير مستقرة.

لنفترض أن هذه الحالة يمكن أن تظهر، فلسبب ما يتعرض أحد التيارين ولكن I_{C1} مثلاً لزيادة ولو طفيفة مما يؤدي هذا إلى زيادة الجهد $I_{C1} R_C$ فيتناقص جهد الخرج V_{o1} بالتالي لأن $V_{o1} = V_{CC} - I_{C1} R_C$ ويتناقص الجهد عند مدخل الترانزستور T_2 . وحيث إن دائرة الترانزستور T_2 هي مكبر عاكس، فإن الجهد سيزداد بالتالي ويعني هذا تناقص I_{C2} وكذلك تزايد الجهد عند مدخل T_1 أي تزايد I_{C2} بالتالي. إن هذا يعني أن تغيراً في قيمة I_{C1} باتجاه ما يتبعه تغير نفس التيار بنفس الاتجاه وتغير I_{C2} بالاتجاه المعاكس.

إن هذه الحالة هي إذن حالة غير مستقرة تؤدي إلى استمرار I_{C1} في التزايد حتى قيمة عظمى واستمرار I_{C2} في التناقص. وتصل الدارة أخيراً إلى حالة مستقرة أولى وهي:

T_1 (ON)	&	T_2 (OFF)	
T_1 (OFF)	&	T_2 (ON)	أو:

يمكن أن نعلم شروطاً من أجل اختيار عناصر الدارة وهي حسب ما يلي:

- 1- عندما يكون الترانزستور بحالة قطع (Off) يصبح الجهد V_{CE} مساوياً إلى V_{CC} تقريباً. وحيث إن $(I_B = 0)$ يجب أن يكون $(BV_{CEO} > V_{CC})$.
- 2- عندما يكون الترانزستور بحالة توصيل (On)، مشبعاً أو غير مشبع، يجب أن يكون تيار المجموع الذي تحدده المقاومة R_C أصغر من القيمة العظمى التي يتحملها الترانزستور إذا كان مشبعاً. وعندما يكون الترانزستور موصلاً (غير مشبع) فإن التيار I_C يتحدد بطريقة أن حاصل $(I_C \cdot V_{CE})$ يجب أن يكون أصغر من القدرة التي يتحملها الترانزستور.

- 3- يتم اختيار كل من $(-V, R, R_1)$ بحيث إن الجهد $(V_{CE} \approx V_{CC})$ للترانزستور المقطوع يسمح بتأمين تيار قاعدة الترانزستور الآخر الموصّل. ويجب التحقق أيضاً من

أنه، في حالة الاستقرار الأخرى أي عندما يصبح الترانزستور الأول موصلًا، تؤمن هذه العناصر $(-V, R, R_1)$ جهد V_{BE} يكفي لقطع الترانزستور الآخر. وبعد الاختيار المناسب وتحقيق الشروط السابقة، وبإهمال التيار المار في $(-V, R, R_1)$ نرى أن جهد إشارة الخرج يتحدد بين قيمتين هما V_{CC} و V_{CE} الذي هو من نفس قطبية V_{CC} ويساوي صفرًا تقريباً للترانزستور المشبع. ونلاحظ هنا أن هاتين القيمتين من الجهد لا تعتمدان على المقاومة R_{CE} .

مثال - حساب قيم عناصر دائرة ثنائي الاستقرار:

نفترض، في الشكل 5-15 أن $(T_1 = \text{Off})$ وأن $(T_2 = \text{On}_{(Sat)})$ ولنحسب مكونات كل دائرة لوحدها حسب التفصيل المبين على الشكل 5-16. يبين الشكل 5-16-a التوصيل بين مجمع T_1 وقاعدة T_2 . لنفرض أن الترانزستور هو من نوع S_i له $(\beta_{min} = 20)$ وأن $(V = V_{CC} = 10 \text{ V})$ وأن تيار مجمع الترانزستور المشبع يساوي (10 mA) . فعندما يكون الترانزستور مشبعًا يكون لدينا:

$$I_{B2} = I_C / \beta_{min} = 10/20 = 0.5 \text{ mA}$$

حيث I_{B2} هو تيار القاعدة اللازم لتحقيق حالة الإشباع. وبإهمال كل من $V_{CE (Sat)}$ و I_{CB0} نكتب ما يلي:

$$R_C \approx 10 / I_C = 1000 \Omega$$

$$R \approx 10 / I_4, \quad R_1 \approx 10 / I_3, \quad (I_3 - I_4) \geq I_{B2} = 0.5 \text{ mA}$$

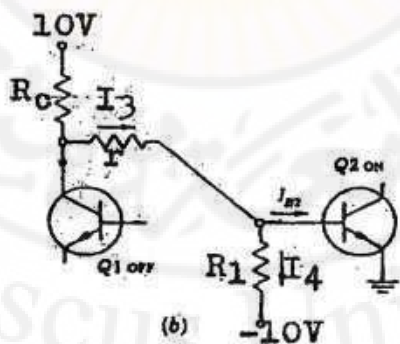
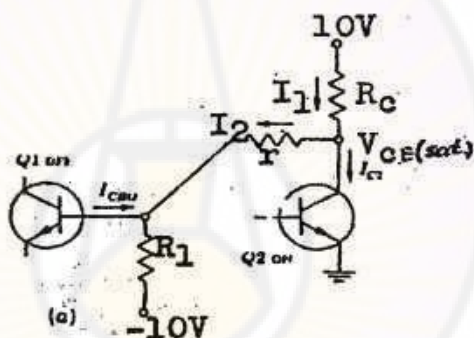
وحتى نضمن حدوث إشباع للترانزستور نختار قيمة مناسبة للتيار I_3 كما يلي حيث يُعطى I_3 قيمة صغيرة أمام I_C :

$$I_3 = (5\% - 10\%) I_C$$

فنختار قيمة $(I_3 = 0.6 \text{ mA})$ وهذا يعطي $(R_1 = 16600 \Omega)$ ، إلا أننا نختار من جديد قيمة قريبة ومتوافرة من المقاومات ولكن $(R_1 = 15 \text{ k} \Omega)$. فينتج بالتالي ما يلي: $(R = 100 \text{ k} \Omega)$ و $(I_4 = 0.1 \text{ mA})$. وتؤمن هذه القيم جهداً V_{BE1} يساوي إلى:

$$V_{BE1} \approx V \frac{R_1}{R + R_1} = -10 \frac{15}{100 + 15} = -1.3 \text{ V}$$

ويكفي هذا الجهد لكي يصبح الترانزستور بحالة قطع.



شكل 16-5

لنر الآن فيما إذا كانت هذه القيم لعناصر الدارة تؤمن حالة إشباع الترانزستور الآخر. نكتب اعتماداً على الشكل 5-16 ما يلي:

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_{CE(Sat)}}{R_C} \approx \frac{10}{1000} = 10 \text{ mA}$$

$$I_2 = \frac{\bar{V} + V_{CE(Sat)}}{R + R_1} \approx \frac{10}{(100 + 15)} = 0.08 \text{ mA}$$

$$I_{C2} = I_1 - I_2 = 9.92 \text{ mA}$$

$$I_3 = \frac{V_{CC} - V_{BE(Sat)}}{R_C + R_1} \approx \frac{1}{1 + 15} = 0.65 \text{ mA}$$

$$I_4 = \frac{\bar{V} + V_{BE(Sat)}}{R} \approx \frac{10}{100000} = 0.1 \text{ mA}$$

$$I_{B2} = I_3 - I_4 = 0.65 - 0.1 = 0.55 \text{ mA}$$

وهكذا فإن I_{B2} هو أكبر من القيمة الدنيا لتيار القاعدة اللازم لحالة الإشباع. فالترانزستور الآخر هو بحالة إشباع وتتغير إشارة الخرج بين قيمة عظمى تساوي:

$$V_{CC} - I_3 \cdot R_C = 10 - 0.65 \times 1000 = 9.35 \text{ V}$$

وقيمة دنيا هي $V_{CE(Sat)}$ التي نفترضها مساوية للصفر للسهولة. ومنه فإن الحالة المستقرة الأولى لهذه الدارة تحدد القيم التالية:

$$V_{CE1} = 9.35 \text{ V} , V_{CE2} = 0 \text{ V} , V_{BE1} = -1.3 \text{ V} , V_{BE2} = 0 \text{ V}$$

$$I_{C1} \approx 0 \text{ mA} , I_{C2} \approx 9.92 \text{ mA} , I_{B1} = 0 \text{ mA} , I_{B2} = 0.55 \text{ mA}$$

أما الحالة المستقرة الثانية فهي عندما يصبح T_1 مشبّعاً و T_2 مقطوعاً وعندها يتبادل الترانزستوران القيم السابقة.

5-2-1-1- طرق القدح أو طرق قلب حالة ثنائي الاستقرار:

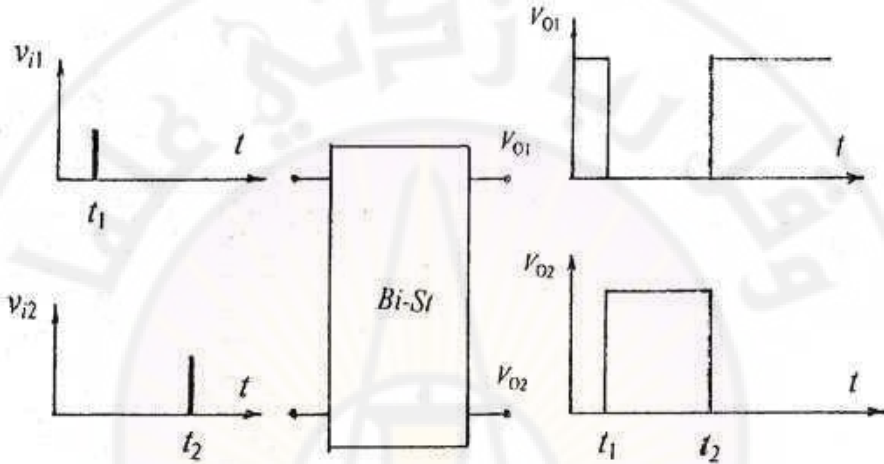
إن الاستعمال الطبيعي لدارة ثنائي الاستقرار ليس في أن تبقى الدارة دائماً في إحدى حالتَي الاستقرار، إنما في أن تنتقل الدارة من حالة مستقرة أولى إلى حالة مستقرة ثانية حيث يحدث هذا بعد تطبيق نبضة قدح (Triggering Pulse) على مدخلها. وتكون إشارة قدح إما على شكل جهد خطوة (Step Voltage) أو على شكل إشارة نبضة. ويمكن تطبيق الإشارة على أربعة نقاط وهي القاعدتان والمجمّعان. وهناك طريقتان لتحقيق هذا التحول وهما طريقة القدح غير المتناظر وطريقة القدح المتناظر.

أ- القدح غير المتناظر:

تطبق في هذا النوع نبضتا قدح على مدخلي الدارة في الزمنين t_1 و t_2 حسب ما يبدو على الشكل 5-17 الذي يبين مخططاً صندوقياً لدارة ثنائي استقرار ذات مدخلين ومخرجين. ويبدو واضحاً أن النبضة الأولى التي تظهر عند المدخل الأول في الزمن t_1 تغير حالة المخرجين من حالة مستقرة أولى مفترضة وهي $(V_{o1}=H)$ و $(V_{o2}=L)$ إلى حالة مستقرة ثانية وهي $(V_{o1}=L)$ و $(V_{o2}=H)$.

وعند ظهور النبضة الثانية على المدخل الثاني في الزمن t_2 يعود مخرجاً ثنائي الاستقرار إلى الحالة المستقرة الأولى وهي $(V_{o1}=H)$ و $(V_{o2}=L)$. ونلاحظ هنا أن إشارة المخرج الثاني V_{o2} ذات عرض يساوي إلى الفرق لزمني بين t_1 و t_2 .

لقد ذكرنا أنه من أجل تغيير حالة الدالة، يمكن تطبيق نبضة القدح على قاعدة الترانزستور أو على مجمعه. والسؤال المطروح هو هل نطبق نبضة بقطبية معينة بحيث أنها تقطع الترانزستور الموصل أم نطبق نبضة بقطبية معاكسة بحيث إنها توصل الترانزستور المقطوع.

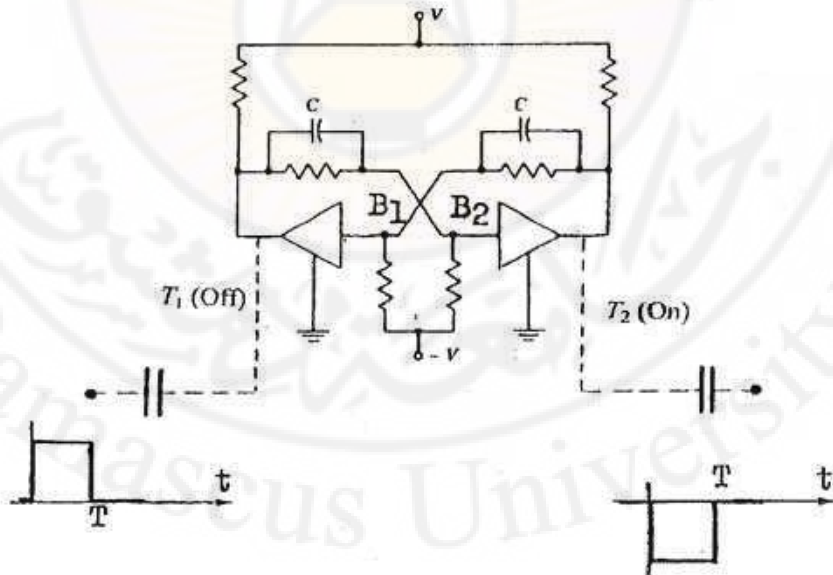


شكل 17-5 - لدح غير متناظر لدارة ثنائي استقرار

إن حساسية الدارة لنبضة ذات قطبية بحيث إنها تقطع الترانزستور الموصل تزيد عن حساسيتها لنبضة ذات قطبية معاكسة تعمل على توصيل الترانزستور المقطوع. أي أن نبضة موجبة مطبقة على قاعدة ترانزستور نوع NPN بحالة قطع سوف لن يظهر تأثيرها قبل أن يزداد مطالها عن قيمة جهد القطع للترانزستور. بينما يتناقص التيار المار في ترانزستور موصل حالاً عند تطبيق نبضة سالبة صغيرة على قاعدته. فنبضة سالبة على القاعدة B_2 للترانزستور الموصل تظهر مكبرة على المجموع C_2 لنفس الترانزستور، وينتقل جزء منها إلى القاعدة B_1 ثم C_1 ثم B_2 ثم C_2 . لذلك فإن دارة تحتوي على

ترانزستور نوع NPN تقدر بنبضة سالبة أصغر من نبضة موجبة تلزم لفتح الدارة نفسها.

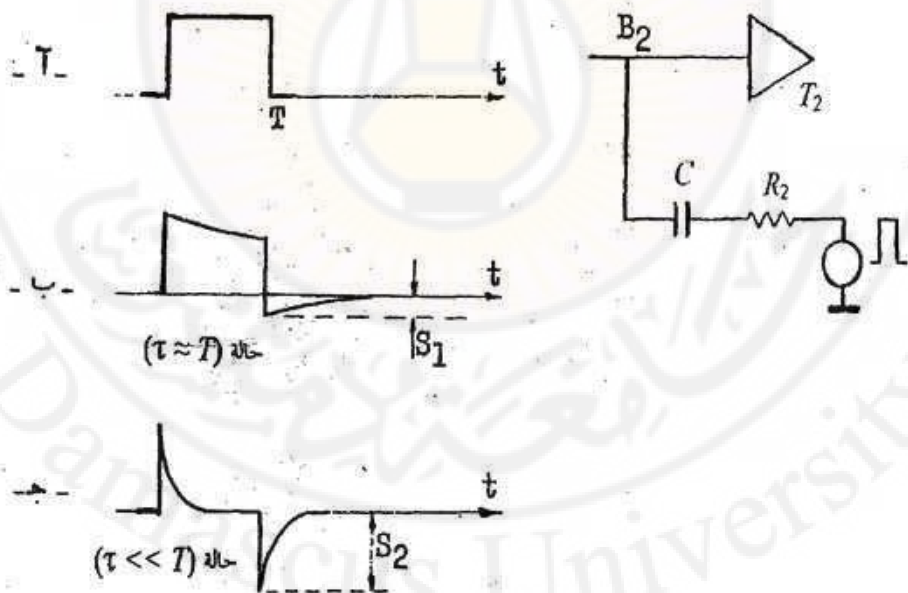
إذا فرضنا أنه تطبق نبضة موجبة على B_1 (مدخل الترانزستور القاطع) حسب ما يبدو على الشكل 5-18، وحيث إنه يمكننا اعتبار هذه النبضة أنها نتيجة مجموع جهد خطوة (Step Voltage) موجب مع جهد خطوة سالب متأخر عن الأول لذلك فإن النتيجة المتوقعة هي أن جهد الخطوة الموجب سيقرب الدارة المقطوعة إلى دائرة موصلة، وسيليه جهد خطوة سالب مطبق على ترانزستور موصل مما يؤدي هذا إلى إرجاع الدارة إلى حالتها السابقة. وهذا يعني أن الدارة قد غيرت حالتها عند ظهور الجبهة الأمامية وهذا هو المطلوب من العملية الأولى، إلا أن تعود إلى حالتها السابقة تحت تأثير ظهور الجبهة الخلفية السالبة بسبب ارتفاع حساسية الترانزستور (NPN) الموصل أمام جهد الخطوة السالب وهذا أمر غير مرغوب به، فلا يمكن استعمال هذه الطريقة، إذن من أجل القدر.



شكل 5-18

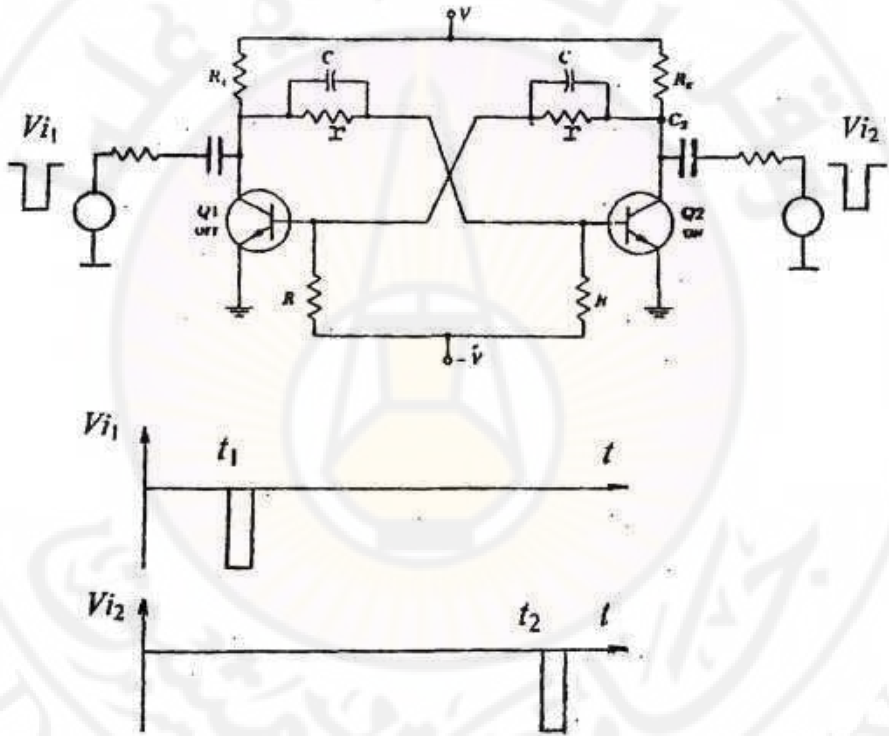
وعند تطبيق نبضة سالبة على B_2 (قاعدة الترانزستور الموصل)، وإذا كان مطال الإشارة كافياً، فإن الجبهة الأمامية السالبة ستقلب حالة الدارة. وعند اللحظة T سيظهر جهد الخطوة الموجب كما أوضحنا سابقاً، وحيث إن حساسية الدارة Q_2 التي أصبحت مقطوعة هي ضعيفة نسبياً أمام الجبهة الموجبة، فإن الدارة لن تستجيب للجبهة الخلفية وستبقى الدارة في حالتها الجديدة. ويجب الانتباه هنا أيضاً إلى أن النبضة يجب ألا تكون ذات مطال كبير جداً حتى لا تعود الدارة إلى حالتها السابقة تحت تأثير الجبهة الخلفية.

يبين الشكل 19-5-أ و ب كلا من دائرة القدح وشكل الإشارة الواصلة إلى النقطة B_2 بافتراض تطبيق نبضة موجبة على مدخل Q_2 الموصل. ويمكن فهم تأثير الجبهة الخلفية لنبضة القدح بالأخذ بالحسبان ثابت الزمن τ لدائرة القدح.



شكل 19-5

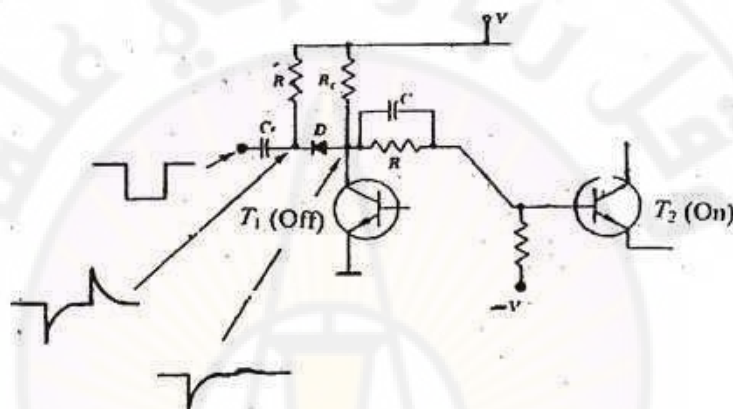
إن ثابت الزمن لدارة القدح هو ($\tau \approx CR_2$) حيث نفترض هنا إهمال مقاومة مدخل الترانزستور الموصل. فإذا كان ($\tau \ll T$) سيكون S_2 كبيراً وسيتم قلب الدارة حتماً من جديد تحت تأثير الجبهة الخلفية. ولكي نتجنب ذلك نعمل إلى زيادة قيمة ثابت زمن دارة المدخل وذلك بأن نوصل مقاومة على التسلسل مع منبع إشارة القدح، أو أن نطبق إشارة القدح على مخرج مجمع الترانزستور القاطع كما يبينه الشكل 5-20.



شكل 5-20

إن ظهور النبضة السالبة على مجمع الترانزستور القاطع ومرورها إلى قاعدة الترانزستور الموصل سيكون غير مقومات كبيرة نسبياً ويحقق هذا بالتالي ثابت زمن τ كبيراً.

وسيكون مطال النبضة الموجبة الواقعة عند الجبهة الخلفية غير كافٍ لإعادة السدارة إلى حالتها الأولى. ويمكن تفادي تأثير الجبهة الخلفية على السدارة بإجراء تعديل بسيط على الشكل 20-5 وذلك بإضافة ثنائي D كما يبينه الشكل 21-5. يعمل هذا الثنائي على حذف الجزء الموجب من النبضة الناتج من عملية تفاضل إشارة القذح، ويتم قذح السدارة، بالتالي، بواسطة الجبهة الأمامية فقط.

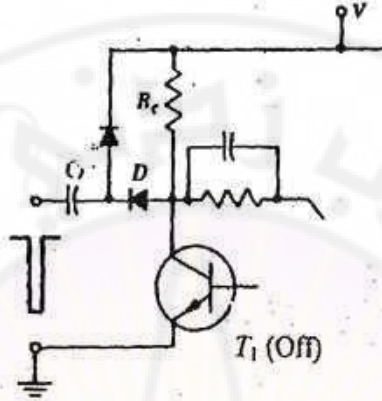


شكل 21-5

إن المقاومة R يجب ألا تكون صغيرة حتى لا تسبب حملاً إضافياً على مولد نبضة القذح. وحيث إن هذه المقاومة تشكل جزءاً من ثابت زمن دائرة نبضة القذح (دائرة تفاضلية) لذلك يجب أن تكون R أكبر ما يمكن.

ومن جهة أخرى، يجب ألا تكون R كبيرة جداً حتى لا يكون ثابت الزمن $R C_1$ كبيراً جداً. ففي هذه الحالة لا يجد المكثف C_1 الزمن الكافي لتفريغ شحنته بسرعة خلال الفترات ما بين النبضات المتتالية مما يؤدي هذا إلى ظهور سبب جديد يحد من المجال الترددي لعمل السدارة. وعندما نرغب في زيادة المجال الترددي لعمل السدارة نستبدل المقاومة R بثنائي كما يبينه الشكل 22-5. يكون هذا الثنائي بحالة قطع في أثناء

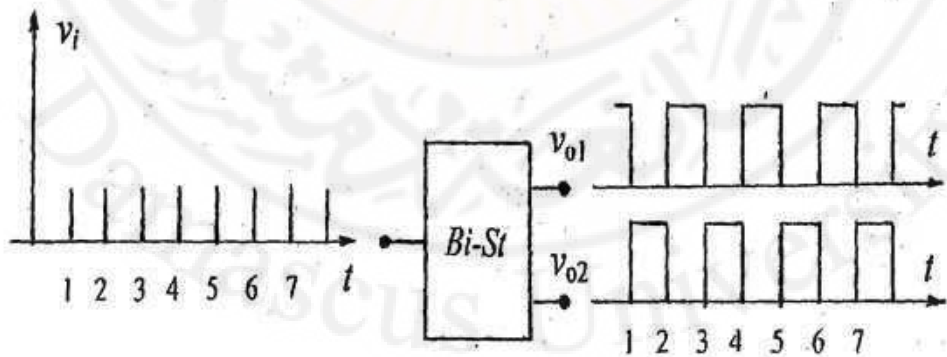
وجود النبضة ويمكن أن يصبح موصلاً في الفترة التي تلي نبضة القدح إذا كان الجزء الموجب الناتج عن عملية التفاضل كبيراً بما يكفي. إن توصيل الثنائي في هذه الحالة يحقق تفريغاً سريعاً للمكثف ويتحقق في هذه الحالة ثابتي زمن مختلفين.



شكل 22-5

ب- القدح المتأخر:

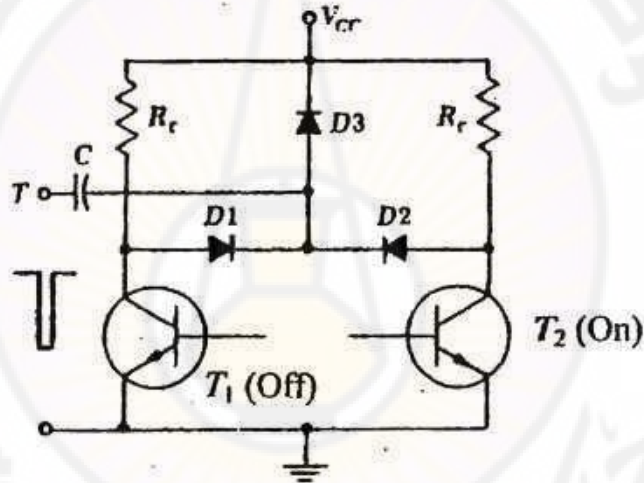
يكون لدارة ثنائي الاستقرار، في هذا النوع، مدخل واحد تطبق عليه سلسلة من النبضات. ويكون للدارة مخرجان حسب ما يبينه الشكل 23-5.



شكل 23-5

تعمل النبضة 1 على تحويل الدارة إلى الحالة المستقرة الأخرى. وتعمل النبضة 2 إلى إرجاع الدارة إلى الحالة المستقرة السابقة، وهكذا. وتكون إشارتا المخرجين على شكل نبضات عريضة. إلا أن الأمر المهم هنا هو أن تردد إشارة الدخل يساوي إلى ضعف تردد إشارة الخرج وكان هذه الدارة تعمل على تقسيم التردد على 2.

تُزود دارة ثنائي الاستقرار الأساسية بدارة توجيه تتألف من الثنائيات D_1 و D_2 و D_3 . حيث تعمل دارة التوجيه هذه على توجيه نبضة القود باتجاه أحد الترانزستورين الذي يكون موصلًا (T_1 و T_2) حسب ما يبينه الشكل 24-5.



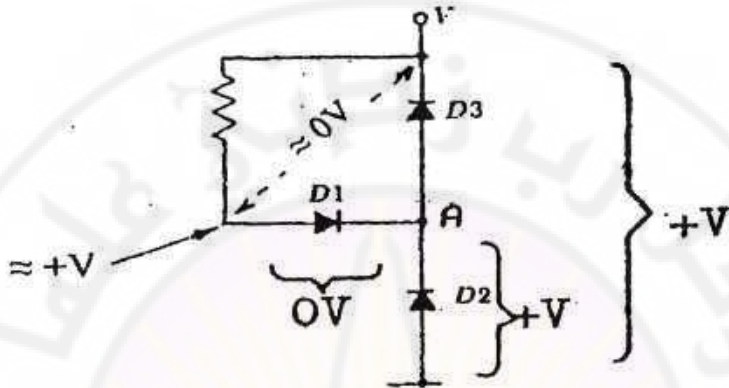
شكل 24-5

وبافتراض أن ($T_1=OFF$) و ($T_2=ON_{(SAT)}$) يكون ($V_{C2}=0$) ويكون ($D_2=OFF$) بالتالي. ويكون ($V_{C1}=V$) ويكون ($V_{D1}=0$) و ($V_{D3}=0$). وينتج، بالتالي أن جهد النقطة A المينة على الشكل 25-5 يساوي ($+V$). يبين الشكل 25-5 أيضاً توزيع الجهود على الثنائيات، ويكون D_2 منحازاً عكسياً بالمقدار V .

وهكذا، فإنه عند تطبيق نبضة سالبة على المدخل v_{in} ذات مطال يساوي إلى V أو أصغر منه، فإن هذه النبضة ستجعل D_1 موصلًا وستجده نحو مجمّع T_1 ثم قاعدة

T_2 . وستقطع هذه النبضة الترانزستور T_2 وستغير الدارة إلى الحالة المستقرة الثانية حيث تصبح حالة عناصر الدارة كما يلي:

$$(D_1 = \text{OFF}) \text{ و } (Q_1 = \text{ON}) \text{ و } (Q_2 = \text{OFF}) \text{ و } (V_{D2} = 0).$$



شكل 25-5

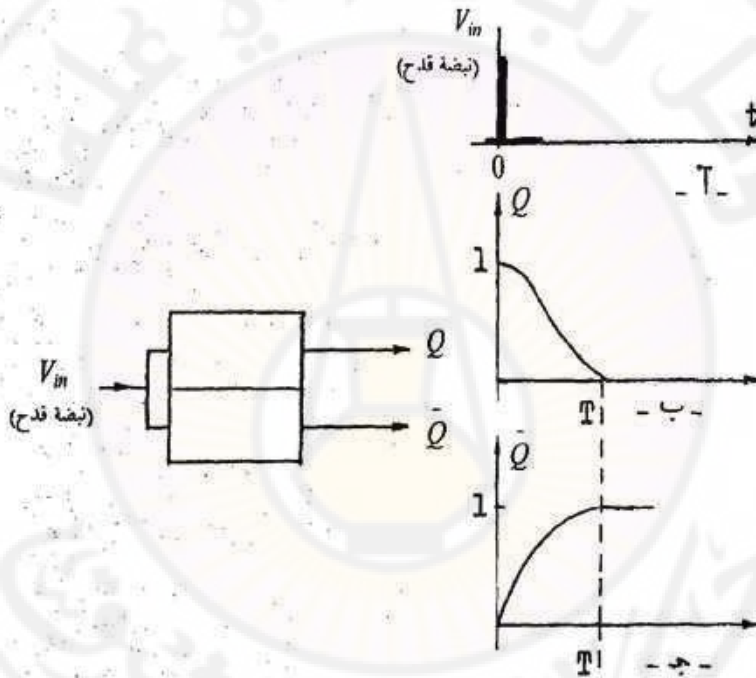
وعندما تصل نبضة قذح ثانية إلى المدخل v_{in} ستمر عبر الثنائي D_2 إلى مجمع T_2 ومن ثم إلى قاعدة T_1 وستقلب الدارة إلى حالتها للمستقرة الأولى. ونستنتج من هذا أن الدارة تغير حالتها في كل مرة تظهر فيها نبضة سالبة عند المدخل v_{in} وذات مطال يساوي إلى V أو أصغر منه، ويبدو أيضاً أن الدارة لا تستجيب للنبضات الموجبة.

2-1-2-5- تقدير سرعة استجابة الدارة:

بعد تطبيق نبضة القذح على مدخل الدارة المبينة في الشكل 26-5 من أجل قلب حالتها إلى الحالة الأخرى يتغير جهداً خرجي الدارة، وهذا التغير لا يتم لحظياً وإنما بعد زمن T الذي هو المدة التي تقع بين لحظة تطبيق إشارة القذح واللحظة التي تحول عندها الدارة حالتها لتستقر في الحالة الأخرى.

يتألف الزمن T من مجموع أزمان عدد من الظواهر وهي كما يلي:

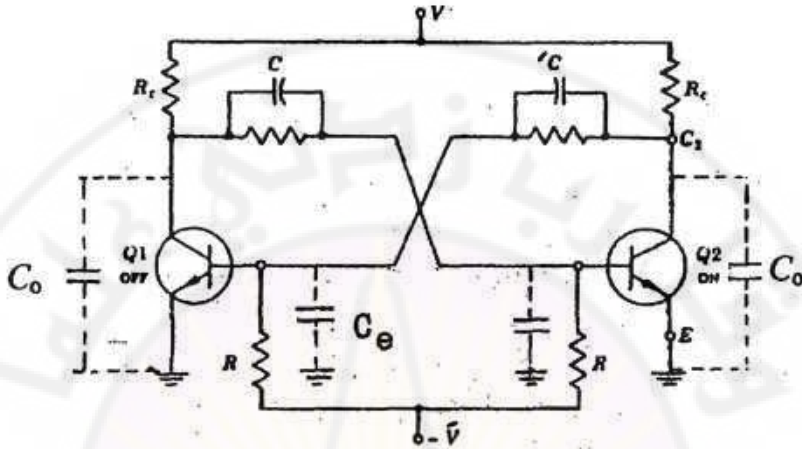
آ- تؤثر نبضة القدح على أحد الترانزستورين فهي تجعل الترانزستور القاطع موصلًا أو تقطع الترانزستور الموصل. وكذلك فإن السعة الشاردة C_o الموجودة على مجمع الترانزستور كما يبينه الشكل 5-27 تحتاج إلى بعض الوقت من أجل شحنها وتفريغها في أثناء حدوث التحول المذكور. نفترض أن الزمن t_1 هو الزمن الذي يخص هذه الحالة (آ).



شكل 5-26

ب- إن تحول الحالة السابقة يظهر كتغير في جهد مجمع أحد الترانزستورين حيث ينتقل هذا التغير إلى قاعدة الترانزستور الآخر بزمان محدد، ويتم هذا التغير خلال الدارة التالية: المقاومين R_1 و R وكذلك مقاومة مدخل الترانزستور وسعة هذا المدخل. سنرى بأنه يمكننا التغلب على هذه السببية الأخيرة بتوصيل مكثفين C و C' على التوازي مع

المقاومة R_1 كما يبينه الشكل 27-5. يدعى هذان المكثفان بمكثفي التسريع (Accelerating Capacitors). نحدد زمن الانتقال هذا بالزمن t_2 .



شكل 27-5

ج - بعد الانتقال شبه اللحظي لتغير الجهد من مجمع أحد الترانزستورين إلى قاعدة الترانزستور الآخر ترى أن المكثفين يحتاجان إلى بعض الوقت من أجل أن يصلوا إلى حالة استقرارهما الجديدة وذلك لأن كلا من الشحنة والجهد على طرفي كل منهما ليسا متماثلين بالنسبة إلى كل حالة من حالتي الاستقرار. ونرى من المثال السابق أن:

$$V_C = V_{C1} - V_{BE2} \approx V_{C1} = 9.35 \text{ V}$$

$$V_C = V_{C2} - V_{BE1} \approx 1.3 \text{ V}$$

وبعد عملية قذح الدارة ستنعكس حالة كل من الترانزستورين وسيصبح T_1 موصلًا و T_2 مقطوعاً وسيغير الجهد على المكثف C حينئذ من 9.35 V إلى 1.3 V. وسيغير الجهد على المكثف C' من 1.3 V إلى 9.35 V. ولن تستقر الدارة في حالتها

النهائية كلياً قبل أن يحصل تبادل كلي في جهود المكثفات ويحتاج هذا الأمر بعضاً من الوقت وليكن t_3 .

نسمي الزمن $(t_1 + t_2)$ بزمن العبور (Transition Time) ونسمي الزمن t_3 بزمن الاستقرار (Settling Time)، فيكون الزمن T بالتالي هو:

$$T = t_1 + t_2 + t_3$$

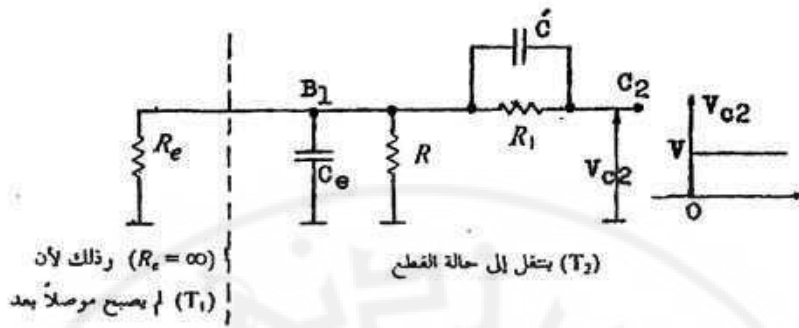
من أجل تقدير قيمتي مكثفي التسريع يمكن افتراض أن t_1 يمكن إهمالها باختيار ترانزستورات سريعة وأنه بوجود مكثف التسريع يصبح زمن العبور $(t_1 + t_2)$ صغيراً مهماً أمام زمن الاستقرار t_3 للمكثفين ويصبح زمن تحول ثنائي الاستقرار هو t_3 . لنفرض أن T_1 كان مقطوعاً وأن T_2 كان موصلاً وبعد تطبيق نبضة سالبة على القاعدة B_2 سيتحول T_2 إلى القطع، وسينتقل جهد المجمع C_2 من الصفر إلى $(+V_{CC})$ تقريباً خلال الزمن t_1 الذي نفترضه مهماً. إن هذا التغير في جهد المجمع C_2 لا ينتقل لحظياً إلى القاعدة B_1 ويتم خلال الزمن t_2 وعبر الدارة المبينة في الشكل 5-28. ويتم انتقال الإشارة دون تشوه إذا تحققت العلاقة التالية التي تحدد قيمة معينة لمكثف التسريع C :

$$C R_1 = C_e R \quad (5-22)$$

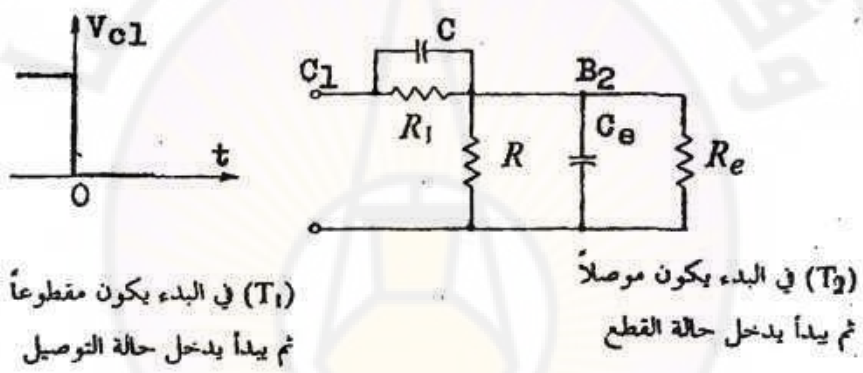
وبالمقابل سيتلقى الترانزستور T_1 على قاعدته B_1 ارتفاعاً موجباً في الجهد وسيصبح موصلاً وسيغير جهد المجمع C_1 وسينتقل هذا التغير باتجاه القاعدة B_2 . ويتم هذا الانتقال خلال الدارة المبينة في الشكل 5-29. وحيث إن T_2 لا يزال موصلاً أيضاً في أثناء هذا الانتقال فإن $(R_e = R_{BE(ON)})$ وهذه قيمة صغيرة نسبياً. ويتم انتقال الإشارة خلال الدارة بأفضل ما يمكن إذا كان:

$$C R_1 = C_e (R // R_e) \quad (5-23)$$

حيث تحدد هذه العلاقة قيمة معينة لمكثف التسريع C .



شكل 28-5



شكل 29-5

نحصل من العلاقتين (5-22) و (5-23) على قيمتين مختلفتين لكل من C و $\dot{C}$. ونلاحظ أن انتقال الترانزستور من الإشباع للقطع يفرض قيمة سعة أكبر لمكثف التسريع مما تفرضها حالة انتقال الترانزستور من القطع للإشباع. وحيث إن $(C = \dot{C})$ فإنه يجب أن نختار القيمة الأكبر من أجل إنقاص الزمن t_2 . إن هذا الحل يؤدي أيضاً إلى زيادة زمن الاستقرار t_3 الذي هو الزمن اللازم من أجل أن يكمل المكثفان شحنتيهما بعد عملية الانتقال إلى حالة الاستقرار الأخرى. فمن أجل أن يكون الزمن t_2 بالحد الأدنى نختار سعة المكثف كما يلي:

$$C = \dot{C} = C_e R/R_1 \quad (5-24)$$

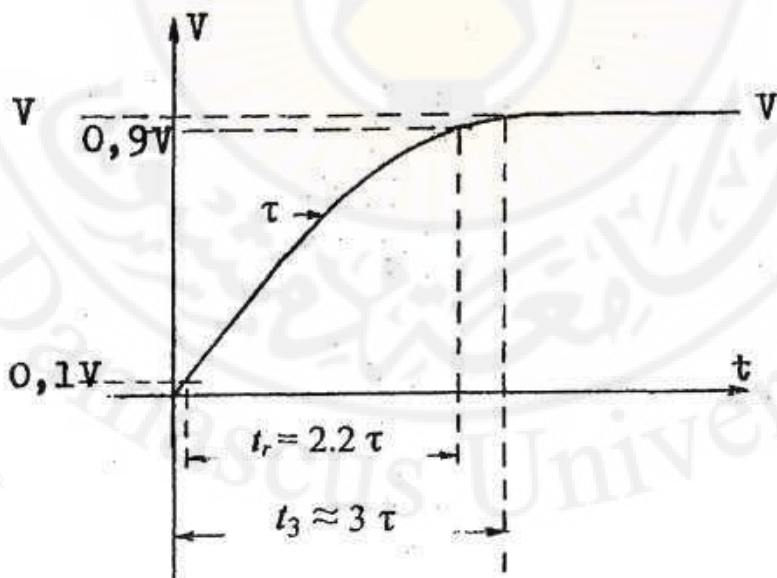
وبوجود مكثف التسريع يصبح زمن العبور (t_1+t_2) صغيراً مهملاً أمام زمن الاستقرار t_3 للمكثفين الذي يمكن اعتباره أنه هو زمن تحول ثنائي الاستقرار إلى الحالة الأخرى. وبعد الرجوع إلى الشكل 5-30 يمكن اعتبار ما يلي:

$$T \approx t_3 \approx 3 \tau = 3 C (R/R_1) \quad (5-25)$$

وهذا الزمن هو زمن انتقال الترانزستور من الإشباع إلى القطع. ويكون أكبر تردد تعمل عنده الدارة هو:

$$F_{MAX} = \frac{1}{T} = \frac{R+R_1}{3C.R.R_1} \quad (5-26)$$

إن التحاليل السابقة تعطي قيمة تقريبية لكل من $\dot{C}$ و C و F_{MAX} أما التحديد الأمثل لقيمتي C و F_{MAX} فيجب أن يتم عملياً.

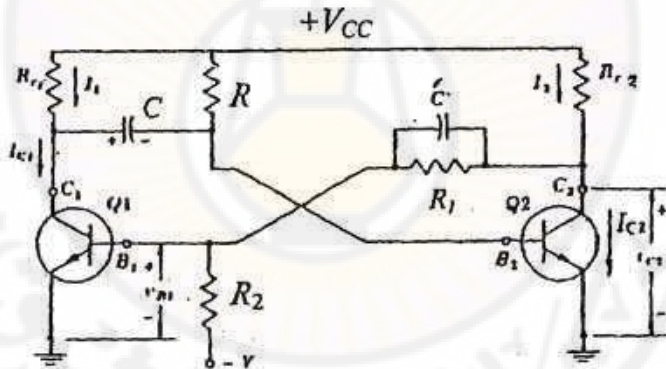


شكل 5-30

5-2-2- دارة وحيد الاستقرار (Mono-Stable) بترانزستور BJT:

وهي حسب ما يبينه الشكل 31-5 ويتم فيها التوصيل بين C_2 و B_1 كما هو الحال في دارة ثنائي الاستقرار بينما يتم التوصيل بين C_1 و B_2 بواسطة كل من R و C حيث إن جهد القاعدة B_2 يخضع لتغير الجهد على المكثف وهذا جهد غير مستقر فنقول عندها أننا ألغينا إحدى الحالتين المستقرتين واحتفظنا بحالة مستقرة واحدة وحصلنا على دارة وحيد استقرار.

إن الحالة المستقرة التي توجد بها الدارة هي ($T_1=Off$) بسبب الجهد ($-V$) حيث يمكن أن يكون ($V_{B1} \approx 0$) فيكون ($V_{C1}=V_{CC}$) ويكون ($T_2=On$) بسبب الجهد ($+V_{CC}$) حيث يشحن المكثف باتجاه هذا الجهد. فيكون ($V_{B2}=V_{BE(Sat)}$) و ($V_{C2}=0$).

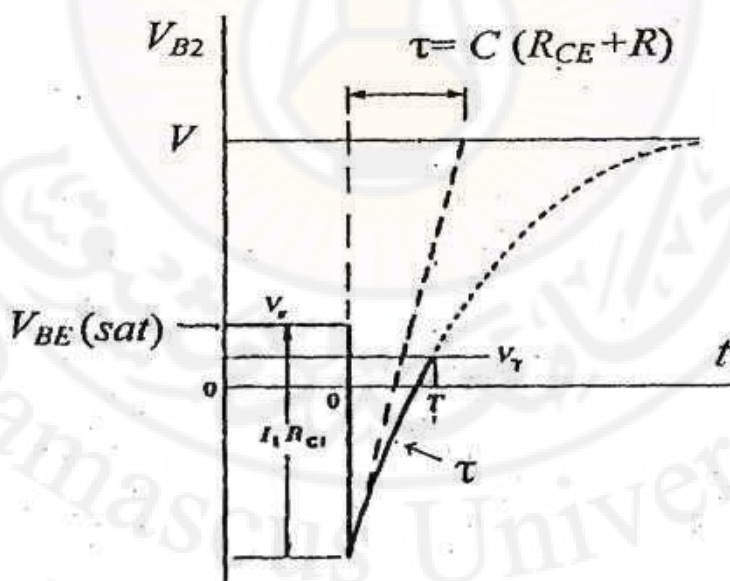


شكل 31-5

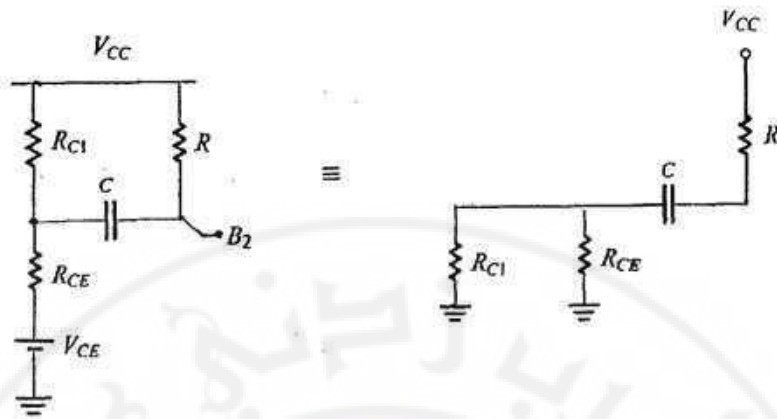
ويمكن إخراج الدارة من هذه الحالة المستقرة بتطبيق نبضة سالبة على B_2 أو على C_1 في الزمن ($t = 0$) كما مر معنا في دارة ثنائي الاستقرار. ولنفرض أن T_2 قد دخل حالة القطع فسيرتفع جهد C_2 إلى ($+V_{CC}$) وسيؤثر هذا الارتفاع في الجهد على B_1 ، وسيدخل T_1 بالتالي حالة التوصيل. وسيمر تيار I_1 في المقاومة R_{C1} حينئذ.

وسيهبط جهد C_1 بالمقدار $I_1 R_{C1}$. وسيهبط جهد B_2 بنفس القيمة أيضاً وذلك لأن المكثف C لا يمكن أن يغير جهده لحظياً وتصبح الدارة الآن في الحالة غير المستقرة. وستبقى هكذا زمناً مقداره T وذلك لأن V_{B2} سيعود إلى الارتفاع بسبب اتصاله بالجهد $(+V_{CC})$ عن طريق المقاومة R إلى أن يتجاوز جهد القطع V_T للترانزستور T_2 . وسيعود T_2 عندئذ للتوصيل من جديد ويعود الترانزستور T_1 للقطع وتعود الدارة إلى حالتها المستقرة البدائية.

فبعد تطبيق إشارة القدح أي في اللحظة $(t = 0^+)$ تنتقل الدارة إلى الحالة غير المستقرة ويكون فيها $(V_{C1} = V_{CC} - I_1 R_{C1})$. إن هبوط الجهد V_{C1} بالمقدار $I_1 R_{C1}$ ينتقل إلى B_2 لحظياً بواسطة المكثف C ولن يبقى V_{B2} هكذا بل سيرتفع أسياً باتجاه V_{CC} حسب ما يبينه الشكل 5-32 وبثابت زمن τ وفق الدارة المكافئة المبينة في الشكل 5-33.



شكل 5-32



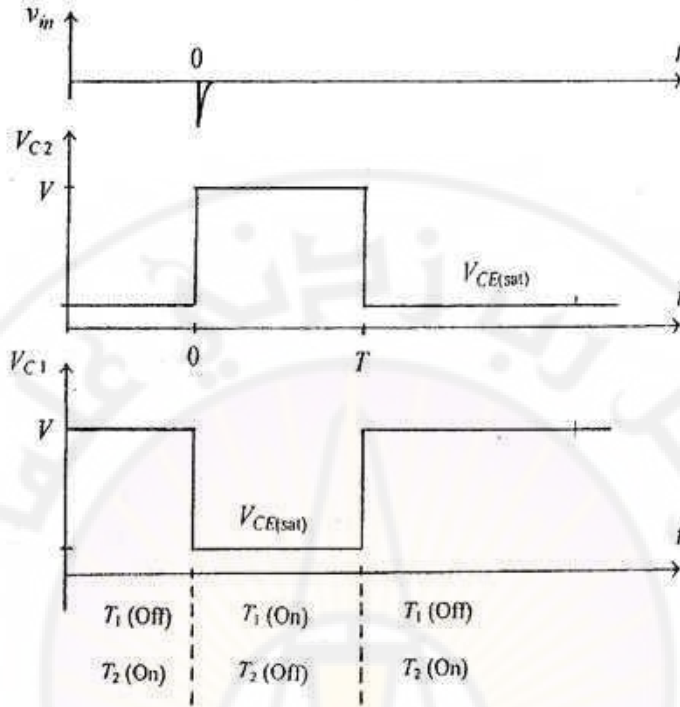
شكل 5-33

ويحدد ثابت الزمن τ من الدارة المكافئة التي تطابق المدة الزمنية التي يكون عندها الترانزستور T_2 مقطوعاً و T_1 موصلاً (مشبعاً) والتي يتم فيها خلالها شحن المكثف باتجاه الجهد V_{CC} ويساوي إلى ما يلي:

$$\tau = C (R + R_{C1} // R_{CE}) \approx C (R + R_{C1}) \approx C R \quad (5-27)$$

يكون شكل تغير الجهد على كل من المجمعين C_1 و C_2 بعد تطبيق نبضة القدح هو كالمبين على الشكل 5-34. ويمكن تقدير قيمة مطال إشارة الخرج وذلك كما يلي: قبل تطبيق إشارة القدح تكون الدارة في الحالة المستقرة البدائية ويكون عندها $[V_{C2} = V_{CE(Sat)}]$ وبعد تطبيق إشارة القدح (على المجمع C_1 حيث ينتقل تأثير هذه الإشارة إلى القاعدة B_2) يدخل T_2 بحالة القطع ويصبح $(V_{C2} \approx V_{CC})$ ويكون عرض إشارة الخرج هو T وهو زمن عدم الاستقرار ويعطى بالعلاقة التالية:

$$T \approx \tau L_n 2 = 0.69 \tau \quad (5-28)$$

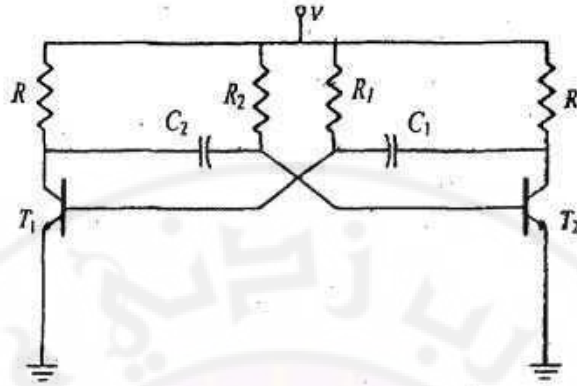


شكل 34-5

3-2-5- دائرة عديم الاستقرار (A-Stable) بترانزستور BJT:

تمر هذه الدارة بحالتين غير مستقرتين حيث تبقى في الحالة الأولى مدة محددة من الزمن، ثم تنتقل إلى الحالة الثانية تلقائياً لتبقى مدة أخرى أيضاً ثم تعود إلى الحالة الأولى لتكمل الدورة، وهكذا.

يبين الشكل 35-5 دائرة عديم استقرار وتسمى أيضاً بالدائرة ذات الحالتين غير المستقرتين. تتألف هذه الدارة من ترانزستورين متصلين مع بعضهما بواسطة مكثفين C_1 و C_2 . تصمم الدارة بحيث إنه إذا كان أحد الترانزستورين بحالة قطع يكون الآخر موصلاً، وذلك لمدة محددة، ثم تنعكس الحالة وهكذا بصورة دورية.



شكل 5-35- دائرة ذات حالتين غير مستقرتين A-Stable

الحالة الأولى: $(T_1=Off)$, $(T_2=On)$ مشبع أو غير مشبع.

الحالة الثانية: $(T_1=On)$ مشبع أو غير مشبع, $(T_2=Off)$.

لنفرض أنه في لحظة ما كان $(T_1 = Off)$ و $[T_2 = On_{(Sat)}]$ فعندها يكون:

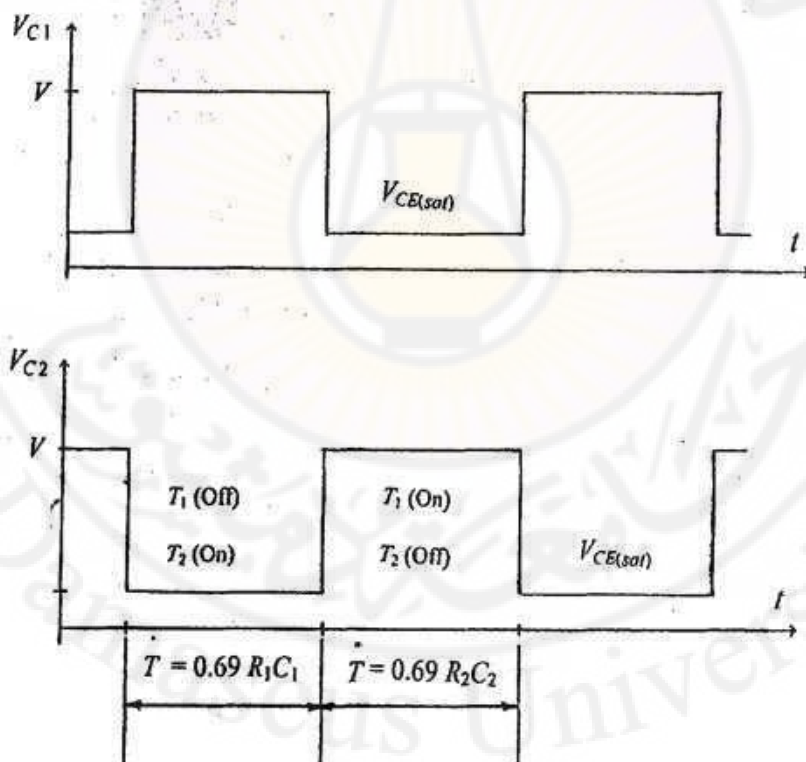
$$V_{B1} < 0, \quad V_{C1} = V, \quad V_{B2} = V_{BE(Sat)}, \quad V_{C2} = V_{CE(Sat)} = V - I_2 R_{C2}$$

وسيشحن المكثف C_1 خلال المقاومة R_1 و سيزداد V_{B1} باتجاه الجهد $(+V)$ أسياً وبثابت زمن $(\tau = C_1 R_1)$ وسيرتفع جهد B_1 إلى أن يتجاوز جهد القطع V_y للترانزستور ويصبح الترانزستور T_1 عندئذ موصلاً. إن التيار I_1 الذي يظهر بسبب هبوطاً في الجهد في المقاومة R_{C1} فينخفض جهد مجمع الترانزستور T_1 وينتقل هذا التغير فوراً إلى B_2 عبر C_2 فيؤدي إلى قطع T_2 فيرتفع جهد مجمع الترانزستور T_2 من $V_{CE(Sat)}$ إلى V نتيجة هبوط التيار I_2 وهذا التغير الموجب الذي ينتقل فوراً إلى B_1

عبر C_1 يزيد من توصيل T_1 . وهكذا تنتهي هذه الظاهرة بأن تنتقل الذارة إلى الحالة الثانية وهي ($T_1=On$) مشبع و ($T_2=Off$). ففي هذه الحالة يكون:

$$V_{B2} < 0, \quad V_{C2}=V, \quad V_{B1}=V_{BE(Sat)}, \quad V_{C1}=V_{CE(Sat)}=V-I_1R_{C1}$$

وبعد ذلك يبدأ جهد القاعدة B_2 بالارتفاع نحو الجهد V بسبب اتجاه الشحن للمكثف C_2 وعندما يتجاوز الجهد V_{B2} الجهد V_y للترانزستور تنتهي حالة القطع للترانزستور T_2 ويعود إلى الحالة البدائية المفترضة وهي ($T_2=On$) وتكرر الدورة دورياً حسب ما يبينه الشكل 5-36.



شكل 5-36

إن زمن دور الإشارة هو: $(T = T + T)$ حيث:

$$T = C_1 R_1 \ln 2 \quad \dot{T} = C_2 R_2 \ln 2$$

$$T = (C_1 R_1 + C_2 R_2) \ln 2 \quad (5-29)$$

وبفرض أن $(C_1 R_1 = C_2 R_2)$ يكون $(T = 2 CR \ln 2 = 1.386 CR)$ ويكون تردد الدارة F :

$$F = \frac{1}{T} = \frac{0.7264}{CR} \quad (5-30)$$

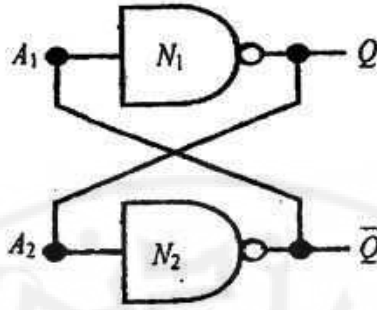
3-5- متعددات الاهتزاز بعناصر (NAND أو NOR) [10,4]:

1-3-5- دائرة ثنائي الاستقرار بعنصر (NAND أو NOR):

رأينا سابقاً أنه يمكن تشكيل دائرة ذات حالتين مستقرتين من عاكسين ترانزستوريين ونحصل بالتالي على دائرة ثنائي استقرار ترانزستورية. ويمكن أيضاً الحصول على بوابة عاكس اعتماداً على بوابة NAND أو بوابة NOR حيث توصل البوابة بطريقة تعمل فيها كعاكس. لنفترض أن للبوابة الجهود التالية:

حيث يكون عادة: $V_T = V_{DD}/2$. حيث $V(1) = V_{DD}$, $V(0) = 0$ هو جهد التغذية، و V_T هو جهد العتبة

يبين الشكل 37-5 عاكسين N_1 و N_2 من نوع NAND موصلين مع بعضيهما توصيلاً تقاطعياً (Interconnection). يمكن لهذه الدارة أن توجد في إحدى حالتين مستقرتين وهي إما $[(Q=1), (\bar{Q}=0)]$ ويشار لهذه الحالة بالحالة (1) أو $[(Q=0), (\bar{Q}=1)]$ ويشار لهذه الحالة بالحالة (0).

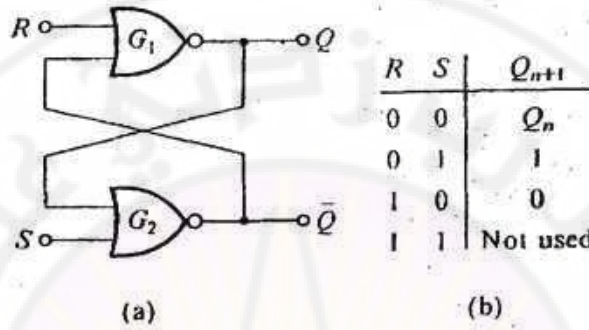


شكل 37-5

لنفرض أن مخرج العاكس N_1 هو $(Q = 1)$ وهكذا يكون أيضاً A_2 الذي هو مدخل N_2 . فيكون مخرج هذا العاكس هو $(\bar{Q} = 0)$ وحيث إن $\bar{Q}$ متصل مع A_1 ، سيكون مدخل N_1 هو 0، ويكون المخرج المطابق لهذا الوضع هو $(Q = 1)$ ، وهذه النتيجة تثبت فرضيتنا الأصلية وهي $(Q = 1)$ وهذه حالة ممكنة أولى وهي حالة مستقرة. وباتباع نفس التعليل هذا يمكن أن نستنتج حالة ممكنة ثانية وهي $[(Q = 0), (\bar{Q} = 1)]$ وهذه حالة مستقرة أيضاً. ويمكن التأكد أيضاً أن الحالة التي يكون فيها كلا المخرجين من نفس الحالة أي كلاهما هو 1 أو هو 0 هي حالة غير ممكنة في هذا التوصيل التقاطعي.

يبين الشكل a-38-5 النوع الأبسط من القلابات (Set/Reset flip-flop) وقد تم تشكيل القلاب من بوابتي NOR موصولتين مع بعضهما توصيلاً تقاطعياً. يسمى المدخلان حيث تطبق إشارتا القدح بالمدخلين (S, Set) و (R, Reset). يمكن تلخيص عمل القلاب ثنائي الاستقرار بمجدول الحقيقة المبين في الشكل b-38-5 حيث تشير الحالة Q_n إلى قيمة Q في الزمن t_n أي قبل تطبيق إشارتي المدخل S و R. وتشير الحالة (Q_{n+1}) إلى قيمة Q في الزمن (t_{n+1}) أي بعد تطبيق إشارتي الدخل.

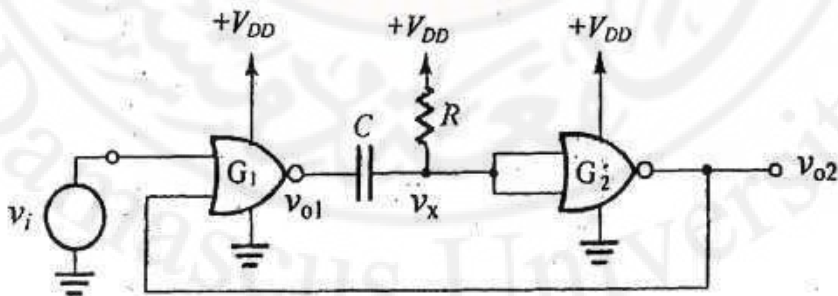
ويمكن أيضاً الحصول على قلاب (SR flip-flop) من تشكيلة من بوابتي NAND موصلتين مع بعضهما توصيلاً تقاطعياً. ويمكن تحديد عمل هذه الدارة باتباع نفس طريقة التحليل للدارة السابقة.



شكل 38-5

2-3-5- دارة وحيد استقرار بعنصر CMOS NOR:

يبين الشكل 39-5 دارة وحيد استقرار بسيطة تستخدم بوابات NOR نوع CMOS. ملاحظ أن التوصيل من البوابة G_1 إلى البوابة G_2 يتم بواسطة المكثف C أما التوصيل من البوابة G_2 إلى البوابة G_1 هو توصيل مباشر.

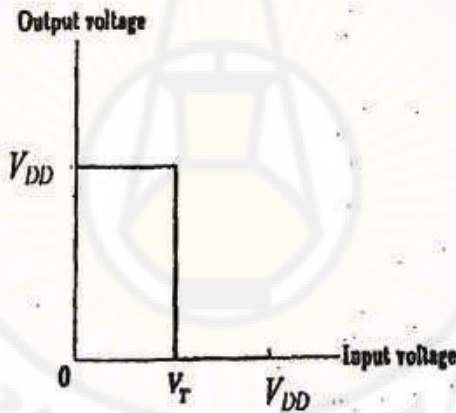


شكل 39-5 دارة وحيد استقرار ذي بوابتي NOR

لنفترض أن مستويات الجهود للبوابات NOR هي:

$$V(1) = V_{DD} \quad V(0) = 0 \quad (V_T > 0)$$

حيث V_T هو جهد العتبة لثرانزستورات نوع NMOS . ولنفترض، أيضاً من أجل تبسيط الشرح، أن خواص التحويل للبوابة CMOS ممثلة بالشكل 5-40. ونفترض في هذه الخواص حدوث تغير مفاجئ في جهد الخرج بين 0 و V_{DD} عندما يحتاج جهد الدخّل قيمة جهد عتبة محدد V_T . يعني هذا أن سرعة التبديل (Switching Speed) لهذه البوابات NOR يكون صغيراً بالمقارنة مع مدة دوام نبضة الخرج المطلوبة.



شكل 5-40- خواص التحويل للبوابة CMOS

لنفترض أن إشارة القدح v_{in} هي كالمتينة على الشكل 5-41a. فعند الزمن $(t < 0)$ لا يوجد هناك أي تيار في المقاومة R ويساوي الجهد v_x إلى:

$$v_x = V_{DD} = V(1)$$

وبالنتيجة يكون خرج البوابة G_2 الموصلة بشكل عاكس هو:

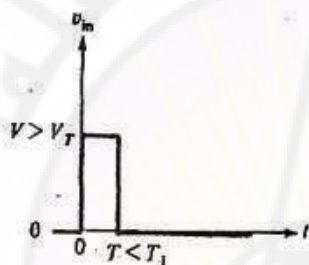
$$v_{o2} = V(0) = 0$$

وعندما يكون كلا مدخلي البوابة G_1 عند $V(0)$ ، يكون جهد الخرج لها:

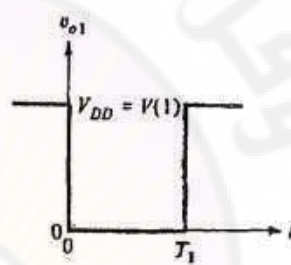
$$v_{o1} = V(1) = V_{DD}$$

ومنه يكون جهد المكثف كما يلي:

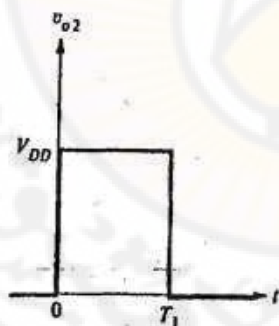
$$v_c = v_{o1} - v_x = V_{DD} - V_{DD} = 0 \quad (5-31)$$



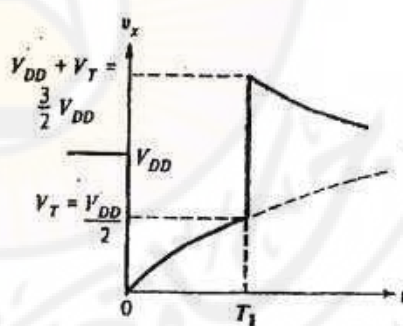
(a)



(b)



(c)



(d)

شكل 5-41- أشكال الجهود في دائرة وحيد الاستقرار

(a) - نبضة القدح، (b, c) - جهود خرج البوابة NOR

(d) - جهد الدخل للبوابة G_2

يؤدي تطبيق إشارة قدح ($v_i > V_T$) عند الزمن ($t = 0$) إلى حالة عبور في البوابة G_1 ، ويصبح خرج هذه البوابة v_{o1} عند المستوى $[V(0) = 0]$ كما يبدو على الشكل 5-41-b.

وحيث إن v_e لا يمكن أن يتغير لحظياً، بمعنى أن $[v_e(0^+) = 0]$ ، ينتج بالتالي أن $[v_x(0^+) = 0]$ ، وفق المعادلة (5-32). إن تطبيق المستوى $V(0)$ عند مدخل البوابة G_2 يجعل $[v_{o2}(0^+) = V_{DD}]$ كما يبدو على الشكل 5-41-c. وبالنتيجة، ينتقل المستوى $V(1)$ إلى مدخل البوابة G_1 فيبقى ($v_{o1} = 0$).
ينتج المكثف بالشحن باتجاه ($+V_{DD}$) خلال المقاومة R . وبالتالي يتجه الجهد v_x بالتزايد من صفر نحو V_{DD} كما يبدو على الشكل 5-41-d ووفق المعادلة 5-32.

$$v_x(t) = V_{DD} (1 - e^{-t/RC}) \quad (5-32)$$

وعندما ($v_x = V_T$)، تغير البوابة G_2 الحالة ويصبح ($v_{o2} = 0$)، فيؤدي إلى حدوث تحول للبوابة G_1 من المستوى $V(0)$ إلى المستوى $V(1)$. يمكن الحصول على الزمن T_1 الذي يحدث عنده التحول من المعادلة 5-32 كما يلي:

$$v_x(T_1) = V_T = V_{DD} (1 - e^{-T_1/RC})$$

$$e^{-T_1/RC} = (V_{DD} - V_T) / V_{DD}$$

بأخذ اللوغاريتم لكلا الطرفين وبايجاد الحل من أجل T_1 نجد:

$$T_1 = RC \ln [V_{DD} / (V_{DD} - V_T)] \quad (5-33)$$

إذا كان ($V_T = V_{DD}/2$) كما هو الحال غالباً، في البوابات من النوع CMOS مضاعفة الحاجز (double-buffered CMOS gates)، نحصل بالنتيجة على ما يلي:

$$T_1 = RC \ln 2 \approx 0.693 RC \quad (5-34)$$

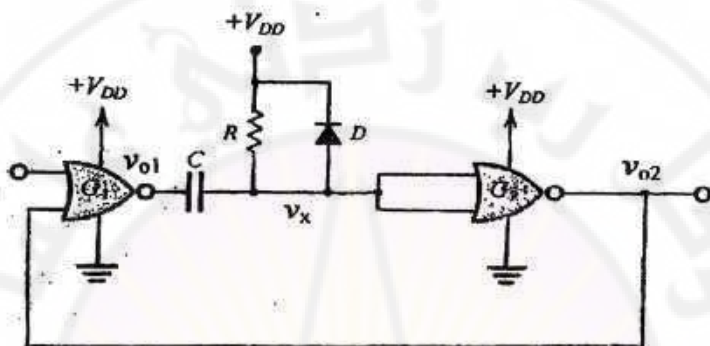
وتماماً قبل حالات العبور في البوابات NOR، عند الزمن ($t = T_1$) يكون:
 $[v_c(T_1) = -V_T]$ حسب المعادلة (5-32). وعند الزمن ($t = T_1^+$) يكون:
 $(v_{o1} = V_{DD})$. ومن أجل: $[v_c(T_1^+) = -V_T]$ ، يكون:
 $[v_x(T_1^+) = V_{DD} + V_T]$. يتفرغ جهد المكثف إلى الصفر، وتعود شروط الدارة إلى الحالة التي كانت عليها عند ($t < 0$).

يبين الشكل 5-41 أشكال الجهود على نقاط الدارة المختلفة من أجل
 $(V_T = V_{DD}/2)$. نلاحظ أن ثابت زمن التفريغ للمكثف عند الزمن ($t > T_1$) هو نفسه خلال الفترة ($0 \leq t \leq T_1$) ويساوي إلى RC .

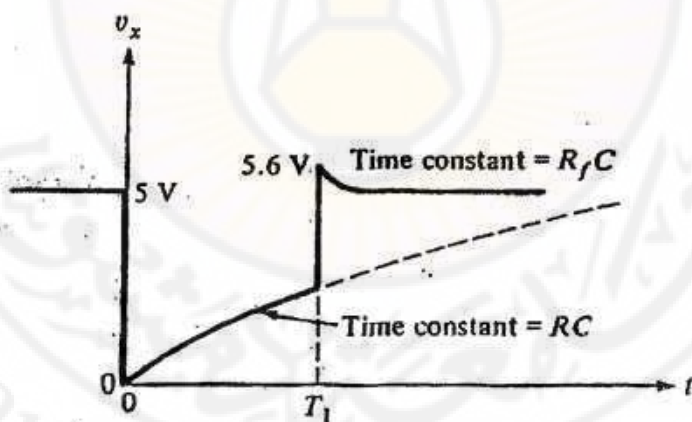
إن جهد الدخل v_x للبوابة G_2 ، كما يبينه الشكل 5-41-d، يرتفع عند الزمن
 $(t = T_1)$ إلى ($3 V_{DD} / 2$). وغالباً ما يكون هذا الجهد أكبر مما تتحمله العناصر
MOS في البوابة NOR. ومن أجل أن نتدارك هذا الأمر، يُستعمل ثنائي تحفظ D
(Catching Diode) كما يبدو على الشكل 5-42-a.

يمثل الثنائي دارة مفتوحة خلال معظم الدورة. إلا أنه عند ($t = T_1$)، تكون
البوابة G_2 قد دخلت حالة العمل (turned on)، ويصبح الثنائي بحالة توصيل ON.
فيضمن هذا بأن الجهد v_x سوف لن يتجاوز V_{DD} بأكثر من جهد التوصيل V_T
للثنائي. وبالواقع، يكون الجهد v_x أكبر بقليل من ($V_{DD} + V_T$) بسبب المقاومة
الأمامية الصغيرة R_f للثنائي. وحيث إن ($R_f \ll R$)، تكون مقاومة التوازي المكافئة

لهما مساوية تقريباً إلى R_f . وهكذا، يتم تفريغ المكثف من $(V_{DD} + V_\gamma)$ إلى V_{DD} بثابت زمن يساوي إلى R_f ، وهذا ثابت زمن صغير جداً نسبياً.
 يكون شكل الموجة الناتج للجهد v_x هو كالمبين في الشكل b-42-5 من أجل
 $(V_\gamma = 0.6 \text{ V})$ و $(V_T = V_{DD} / 2)$.



(a)



(b)

شكل 5-42- (a) استخدام ثنائي D في دائرة وحيد استقرار

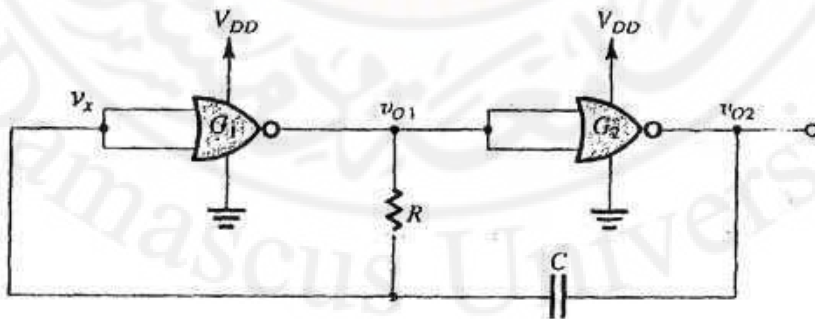
(b) شكل موجة جهد الدخل للبوابة G_2

إن متعدّدات الاهتزاز وحيدة الاستقرار ذات البوابات CMOS هي مضاعفة الحاجر، يكون فيها منبع التغذية (5 V) ويكون فيها ($V_T = V_{DD}/2 = 2.5 \text{ V}$). بالإضافة إلى أن معظم البوابات CMOS هي ذات مدخل محمية بثنائيات تحفّظ لحمايتها من ظهور جهود عالية نسبياً. وحيث إن ثنائيات التحفّظ هذه تُصنّع على الشريحة (Chip) فإن العناصر الوحيدة التي يتم إضافتها خارجياً هي العناصر R و C .

3-3-5- دائرة عديم استقرار بعنصر CMOS^[4]:

يبين الشكل 43-5 دائرة عديم استقرار ذات بوابتي CMOS NOR حيث وُصلت البوابة NOR بطريقة تعمل فيها كعاكس. لنفترض أن للبوابة NOR الجهود التالية: $V(1) = V_{DD}$, $V(0) = 0$ حيث V_{DD} هو جهد التغذية، و V_T هو جهد العتبة حيث: $V_T = V_{DD}/2$.

ليكن لدينا، كما في الشكل 44-5، البوابة NOR-1 تمر بحالة عبور من $V(1)$ إلى $V(0)$ عند ($t = 0$). وهكذا عند ($t = 0^-$) يكون ($v_{o2} = 0$) ويكون ($v_{o1} = V_{DD}$). ويكون جهد الدخل للبوابة NOR-1 هو: ($v_x = V_T$) أي أنه في وضع تبديل الحالة. ومنه: ($v_c = v_x - v_{o2}$) و [$v_c(0^-) = V_T$].



شكل 43-5- دائرة A-Stable ببوابة NOR

وعند الزمن $(t = 0^+)$ ، تماماً بعد أن تنتقل البوابة NOR-1 إلى الحالة الأخرى، يكون: $[v_{o1}(0^+) = 0]$ ، الذي يؤدي إلى أن البوابة NOR-2 تمر بحالة العبور ويصبح $[v_{o2}(0^+) = V_{DD}]$ ، وحيث إن v_c لا يمكن أن يتغير لحظياً، فإن v_x يتابع باتجاه $(V_T + V_{DD})$. [إن ثنائيات الحماية عند مدخل البوابة تحدد v_x عند $(V_{DD} + V_T)$]. وباعتبار أن: $(v_{o1} = 0)$ و $(v_{o2} = V_{DD})$ فإن المكثف يشحن أسياً نحو V_{DD} بثابت زمن $(\tau = RC)$ ، وفي أثناء شحن المكثف، فإن v_x تتناقص نحو الصفر.

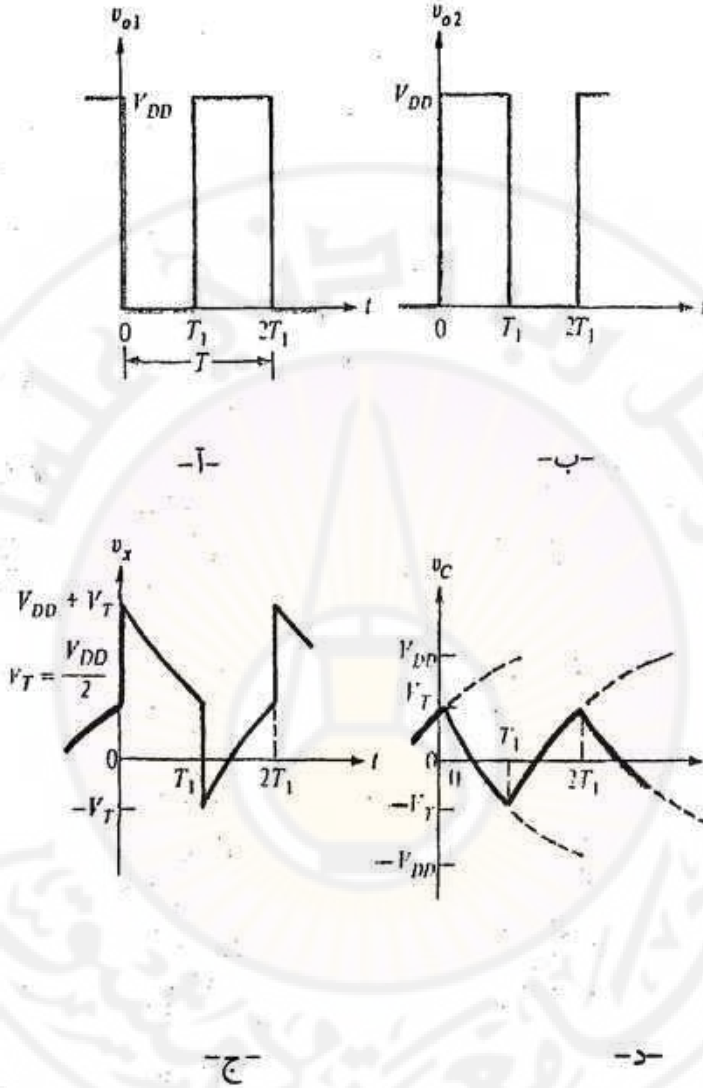
وعند: $(t = T_1)$ فإن $(v_x = V_T)$ وتصبح البوابة NOR-1 بحالة فصل ويصبح $(v_{o1} = V_{DD})$ فيدفع هذا أن تدخل البوابة NOR-2 بحالة عبور. وينخفض جهد الخرج v_{o2} للبوابة NOR-2 إلى الصفر وحيث إن v_c يبقى ثابتاً خلال فترة التبديل (switching) فإن v_x يتناقص بالمقدار V_{DD} . ويشحن المكثف C أسياً بثابت زمن $(\tau = RC)$ نحو $(+ V_{DD})$ ، حيث $(v_{o1} = V_{DD})$ و $(v_{o2} = 0)$ ، أثناء تزايد v_c نحو V_{DD} وكذلك v_x . فعند الزمن $(t = 2T_1)$ يصبح $(v_x = V_T)$ وتكتمل دورة واحدة.

إن موجة الخرج المربعة متناظرة ويكون لكل بوابة جهد خرج بقيمة $[V(1) = V_{DD}]$ لنصف دورة واحدة و $[V(0) = 0]$ للنصف الآخر من الدورة. وعندما تكون الموجة المربعة متناظرة يكون $(T_1 = T_2)$ ويكون زمن الدورة الكاملة:

$$T = 2 T_1 = 2 RC \ln 2 = 1.39 RC \quad (5-35)$$

ويكون تردد الاهتزاز:

$$f_o = 1/T = 1/1.39 RC = 0.721/RC \quad (5-36)$$



شكل 44-5- أشكال الإشارات لدارة الشكل 43-5

أ- ، ب- جهود الخرج للبوابات NOR

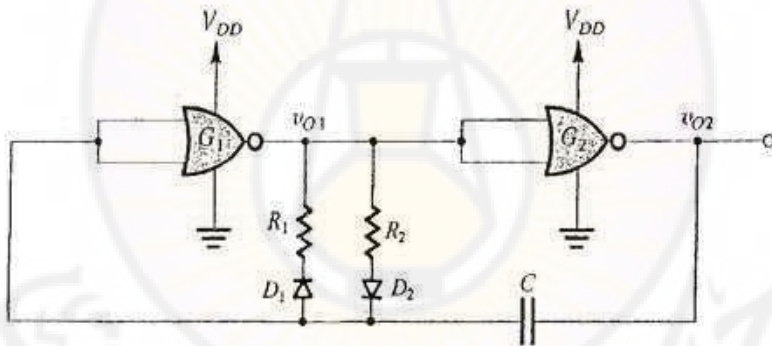
ج- جهد الدخل للبوابة NOR-1

د- جهد المكثف

يمكن تصميم الدارة لتنتج موجة مربعة غير متناظرة وذلك بواسطة تغيير إما V_{DD} أو V_T بحيث يكون: $V_T \neq V_{DD} / 2$ فتكون الدورة الزمنية للموجة الكاملة عبارة عن $(T = T_1 + T_2)$ وبصورة عامة يكون:

$$T = RC \ln \left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_T} \times \frac{V_{DD}}{V_T} \right) \quad (5-37)$$

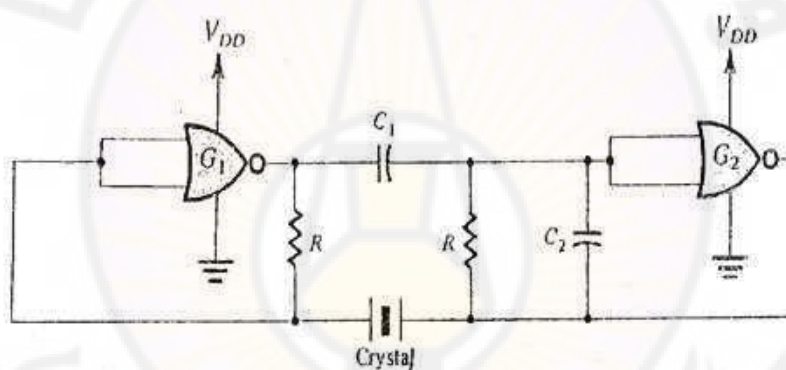
ويمكن الحصول على موجة مربعة غير متناظرة أيضاً باستبدال المقاومة R بتركيبة R_1, R_2, D_1, D_2 وذلك حسب ما يبينه الشكل 5-45.



شكل 5-45 - دائرة مهتز موجة مربعة غير متناظرة

يتحكم الثنائيان، في هذه الدارة، بممر الشحن وينتج عن اختيار $R_1 \neq R_2$ ثابت زمن مختلف لكل مدة تحول لجهد الخرج وبالتالي تنتج الدارة موجة مربعة غير متناظرة. ومن أجل توليد مولد نبضات ساعة نعدّل الدارة المبينة في الشكل 5-43 إلى الدارة المبينة في الشكل 5-46 حيث يتحكم التردد f_0 للبلورة بدور الموجة المربعة بدقة.

يتم اختيار المكثف C_2 بحيث إن: $(2 \pi f_0 C_2 R \approx 1)$ ، أي أن الممانعة (R/sC_2) ذات قطب (Pole) عند $s = -1/2 \pi f_0$ وتعتبر بالتالي دائرة مفتوحة عند f_0 . وهكذا، تعتبر الدارتان في الشكلين 43-5 و 46-5 متماثلتين عند تردد الاهتزاز حيث تعتبر البلورة بديلاً عن المكثف C لدائرة الشكل 43-5. ويتم اختيار المكثف C_1 بحيث تعتبر ممانعته مهملة عند f_0 . يساعد المكثفان على كبح التوافقيات الأعلى المتولدة وتقلد تردد خرج ثابت. إن مولد نبضة الساعة البسيط هذا يمكن أن يعمل عند ترددات عالية ($< 30 \text{ MHz}$) إذا استعملت عواكس من السلسلة CMOS 74HC أو TTL 74LS أو 74ALS.

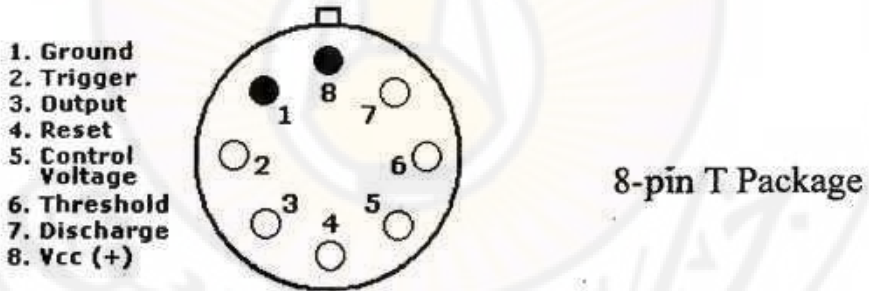
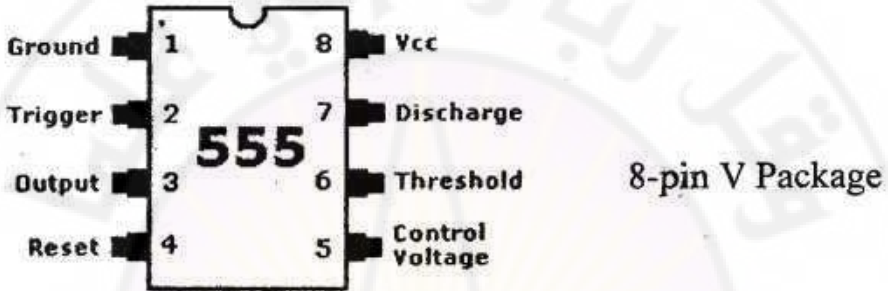


شكل 46-5 - دائرة مولد نبضات ساعة

4-5 - دائرة المؤقت التكاملية 555, The 555 Timer Circuit, [11-8,4,1]:

إن الدارة 555 هي دائرة متكاملة (IC) تحتوي بداخلها على مجموعة من الدارات والعناصر بحيث تمكنها من تحقيق العديد من الوظائف نذكر منها على سبيل المثال وظيفة دائرة عدم الاستقرار ووظيفة دائرة وحيد الاستقرار ووظيفة ثنائي الاستقرار وكذلك وظيفة عاكس.... الخ.

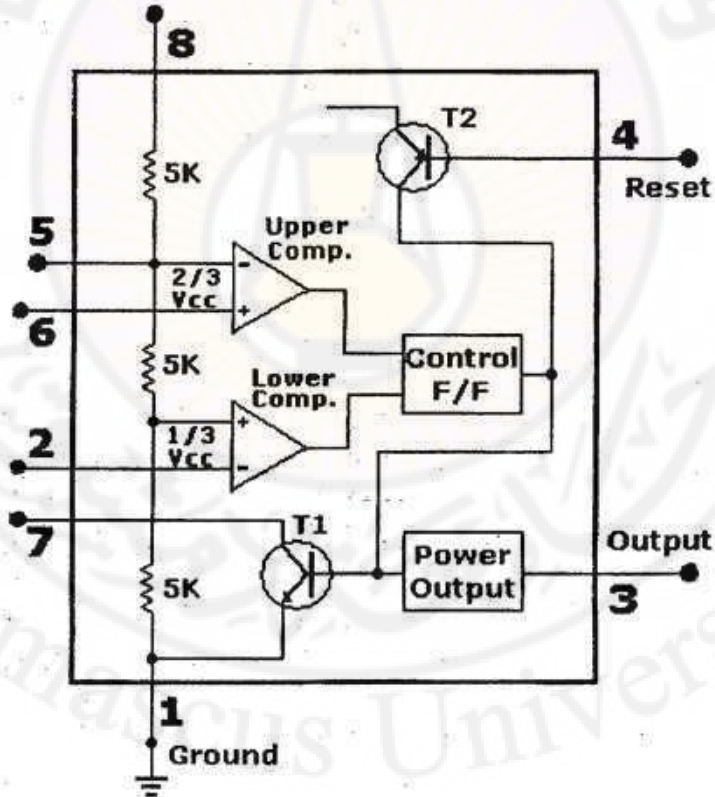
يبين الشكل 5-47 نموذجين من تشكيلة الدارة التكاملية 555 إن النموذج الأول هو عبارة عن علبة معدنية دائرية تدعى (T package)، وهناك نموذج آخر أكثر شيوعاً وهو عبارة عن شريحة ذات أطراف مرتبة على صفين متقابلين وتدعى هذه الشريحة (8-pin DIP V package).



شكل 5-47 - نموذجان للمؤقت 555

ونجد أيضاً المؤقت 556 وهو عبارة عن دارتين من 555 ويشكل في شريحة ذات 14 طرفاً وتدعى (14-pin DIP package)، وهناك المؤقت 558 وهو عبارة عن أربعة دارات من 555 ويشكل في شريحة ذات 28 طرفاً. إن هذه المؤقتات جميعها تتشارك بنفس منبع التغذية.

تحدد البنية الداخلية للمؤقت 555 بحسب الجهة المصنعة وبين الشكل 5-48 مخططاً صندوقياً لأحد أنواعه. تظهر هنا مثلاً وظائف التحكم والقدح والمقارنة والتفريغ ودارة استطاعة عند المخرج. إن بعض المميزات الأكثر أهمية للمؤقت 555 هي أن جهد التغذية يمكن أن يقع ضمن الحدود (4.5 – 18 V) وأن تيار منبع التغذية يمكن أن يصل حتى (200 mA). وزمن الصعود والهبوط هو بحدود (100 n Sec). هناك أصناف أخرى ذات قدرة منخفضة من المؤقتات 555 ذات تيار خرج أعظمي يقع بحدود (20 mA) عند منبع تغذية (9V). إن هذا النوع (ونذكر منه النوع ICM7555) يمكن استعماله بحالات خاصة وهي مثلاً زيادة عمر البطارية.



شكل 5-48- البنية الداخلية لأحد أنواع المؤقت 555

سنستعرض فيما يلي تحديد وظائف أطراف (Pins) العنصر 555:

- **الطرف 1:** وهو نقطة التأريض أو النقطة المشتركة.
- **الطرف 2:** وهو مدخل إشارة القدح (Trigger) وهو المدخل إلى المقارن الأدنى ويقوم بتهيئة الماسك (Set the Latch) ويؤدي بدوره إلى نقل الخرج إلى المستوى العالي. يتم القدح بمحيط جهد هذا الطرف من مستوى عالٍ متجاوزاً المستوى $(\frac{1}{3}V_{CC})$ أو، بصورة عامة، متجاوزاً نصف قيمة الجهد على الطرف 5. وهو ذو ممانعة دخل كبيرة ($>2M\Omega$).
- **الطرف 3:** وهو نقطة الخرج (Output). حيث يمكن، بحسب الجهة المصنّعة، أن يأتي خرج الدارة 555 من مرحلة تكبير عالية التيار ويمكن أن يسمح هذا الطرف بتمرير تيار يصل حتى بحدود (200 mA) ويُعدّ هذا التيار كافياً من أجل استخدام أحمال خرج مثل الثنائيات LED، والمجسات والمصابيح ضعيفة التيار والمجاهر... الخ. إن زمني الصعود والهبوط لنبضة الخرج صغيرة ويمكن أن تصل إلى (100 n Sec.).
- **الطرف 4:** وهو طرف الإرجاع (Reset) أي أنه يستخدم أيضاً من أجل إرجاع الماسك (Reset the Latch) أي إرجاع الخرج إلى المستوى المنخفض بغض النظر عن حالة أي من المداخل الأخرى ويمكن استخدامه بالتالي لإلغاء نبضة الخرج بشكل دائم. إن مستوى عتبة جهد الإرجاع هو (0.7 V) وإن التيار الذي يحتاجه هذا الطرف، من أجل عملية الإرجاع، هو (0.1 mA). وإن هذه القيم لا تعتمد على قيمة جهد التغذية V_{CC} . وإن زمن التأخير من طرف الإرجاع إلى المخرج هو بحدود (0.5 μ Sec.) وإن العرض الأدنى لنبضة الإرجاع هو (0.5 μ Sec.). إن هذه الأرقام ليست أرقاماً ثابتة وإنما تختلف بحسب الجهة المصنّعة. ونوجز ما ذكرناه وهو أن طرف الإرجاع

يستخدم لإرجاع دائرة القلاب (Flip-Flop) الذي يتحكم بحالة طرف المخرج 3. وعندما لا يستخدم طرف الإرجاع هذا فإنه يستحسن أن يوصل هذا الطرف إلى جهد التغذية ($+V_{CC}$) من أجل تجنب أية إمكانية لحدوث عملية إرجاع خاطئة. وممانعة الدخل له بمحدود $10\text{ k}\Omega$.

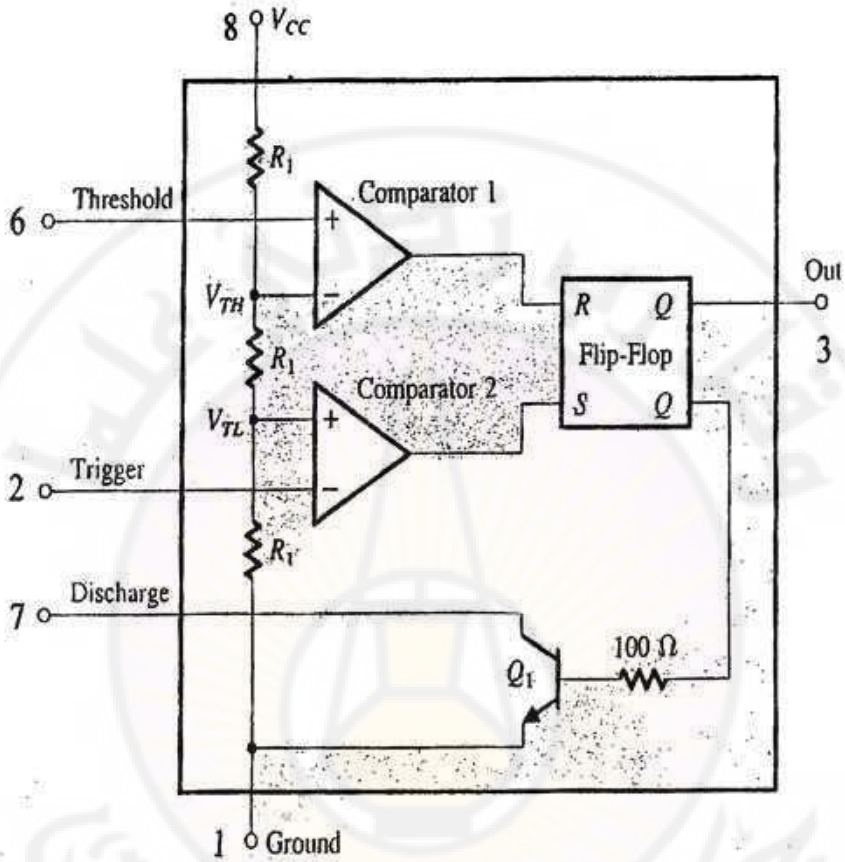
- **الطرف 5:** وهو طرف جهد التحكم (Control Voltage). إن قيمة الجهد عند هذا الطرف هي $(\frac{2}{3}V_{CC})$ وهو الجهد المرجعي للمقارن الأعلى. إن استخدام هذا الطرف يعود إلى نوع الوظيفة المطلوب تحقيقها من الدارة. وفي حال عدم استعمال هذا الطرف فإن ينصح بربطه بمكثف ($0.01\text{ }\mu\text{F}$) إلى الأرض لمنع أي ضجيج يمكن أن يؤثر على مدخل المقارن.

- **الطرف 6:** وهو طرف جهد العتبة (Threshold) في مدخل للمقارن الأعلى ويستخدم لإرجاع الماسك (Reset the Latch) حيث يقود الخرج إلى المستوى المنخفض. ويتم الإرجاع عبر هذا الطرف عندما يصعد جهد هذا الطرف ويتجاوز مستوى الجهد $(\frac{2}{3}V_{CC})$ الذي هو جهد النقطة 5، أما ما يسمى بتيار العتبة الذي يتدفق في أثناء هذه العملية من الدارة الخارجية إلى هذا الطرف فإنه يساوي إلى $(0.1\text{ }\mu\text{A})$ وهذا التيار يحدد الحد الأعلى للمقاومة التي تصل الطرف 6 مع التغذية. وهو ذو ممانعة دخل كبيرة ($>10\text{M}\Omega$).

- **الطرف 7:** وهو طرف التفريغ (Discharge) ويتصل مع المجمّع المفتوح لترانزستور (npn) ذي باعث موصل إلى الأرض. فعندما يصبح الترانزستور بحالة توصيل (ON) يصبح هذا الطرف بحالة قصر فعلي إلى الأرض.

- **الطرف 8:** طرف جهد التغذية ($+V_{CC}$).

ويمكن تبسيط الترتيب المبين في الشكل 5-48 إلى الترتيب المبين في الشكل 5-49 من أجل دراسة بعض التطبيقات كما سنرى لاحقاً.



شكل 5-49- مخطط صندوقي مبسط للبنية الداخلية للدائرة 555

يتضمن الوقت 555 المبين في الشكل 5-49 دارتي مقارنة ودائرة قلاب (S-R) وترانزستور Q_1 يعمل كمفتاح مبدل (Switch)، ومنبع تغذية واحد V_{CC} من أجل تغذية الدارة وهو عادة (5 V)، وبجزئي جهد مقاومي يتألف من ثلاثة مقاومات متساوية يرمز إليها بالرمز R_1 . توصل هذه المقاومات مع المنبع V_{CC} ومع مدخلي المقارنين لكي تؤمن جهدي العتبة (الجهدين المرجعيين) لكلا المقارنين. وهذان

الجهودان هما $(V_{TH} = 2/3 V_{CC})$ للمقارن الأول و $(V_{TL} = 1/3 V_{CC})$ للمقارن الثاني.

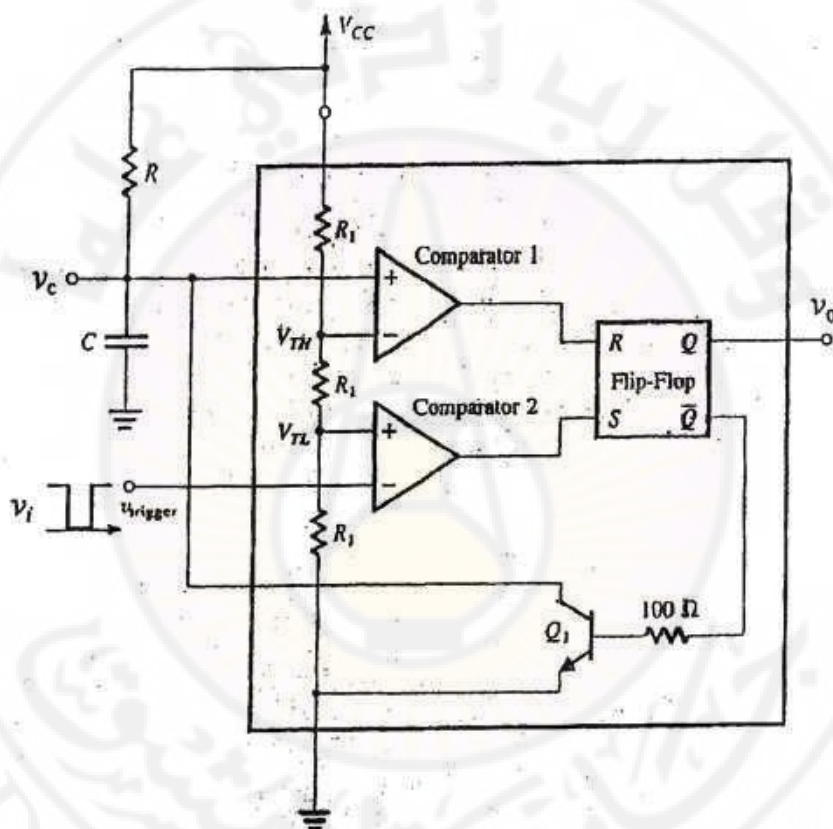
أما القلاب S-R (الذي يدعى أيضاً بماسك Latch)، هو عبارة عن دائرة ذات حالتين مستقرتين لها مخرجان متممان (Complementary) يشار إليهما بالرمز Q و $\bar{Q}$. ففي حالة التهيئة (set state)، أي من أجل $(S = 1)$ يصبح Q عند المستوى العالي ويساوي إلى V_{CC} تقريباً، ويصبح $\bar{Q}$ عند المستوى المنخفض ويساوي إلى صفر فولت تقريباً.

وفي الحالة المستقرة الأخرى، أي حالة الإرجاع (reset state)، وهذا يحدث عندما $(R=1)$ ، يصبح Q عند المستوى المنخفض و $\bar{Q}$ عند المستوى العالي. ونلاحظ أن الطرفين S و R للقلاب موصولان إلى مخرجي المقارنين. ويوصل طرف المدخل الموجب للمقارن 1 إلى طرف خارجي في دائرة المؤقت 555 ويسمى هذا الطرف بالعتبة (Threshold). وبالمثل فإن طرف المدخل السالب للمقارن 2 يوصل إلى نقطة خارجية وتسمى بمدخل القدح (Trigger). ويوصل بمجمع الترانزستور Q_1 إلى طرف يسمى طرف التفريغ (Discharge). ويكون مخرج المؤقت هو المخرج Q للقلاب.

5-4-1- تحقيق حالة وحيد الاستقرار باستخدام دائرة المؤقت 555:

يبين الشكل 5-50 كيفية تحقيق وظيفة دائرة وحيد الاستقرار وذلك باستعمال مكثف ومقاومة خارجيين مع الدارة 555. ففي الحالة المستقرة يكون القلاب في حالة الإرجاع (Reset). ويكون الخرج $\bar{Q}$ بالتالي في المستوى العالي فيؤدي هذا إلى توصيل الترانزستور Q_1 وإدخاله في حالة الإشباع ويصبح جهد مجمعه مساوٍ إلى صفر فولت تقريباً فينخفض جهد خرج المقارن 1. أما الجهد المسمى جهد القدح ($V_{trigger}$)

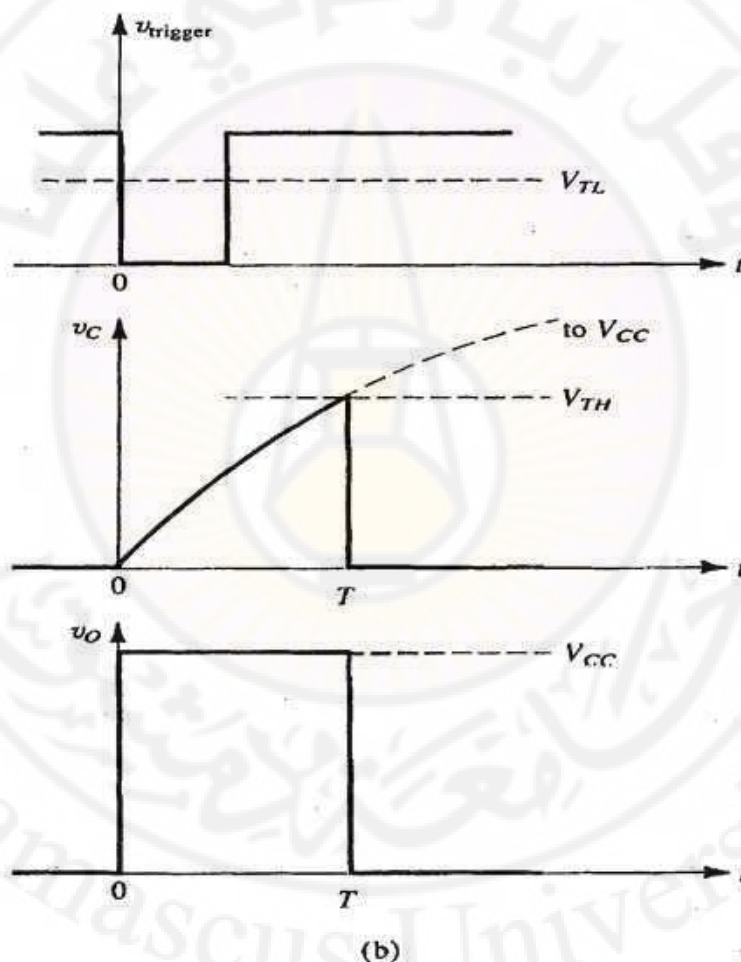
على طرف مدخل القدح فإننا نبقى مرتفعاً (أكبر من V_{TL}). وهكذا فإن خرج المقارن 2 سيبقى منخفضاً أيضاً.
ونلاحظ أخيراً وحيث إن القلاب هو بحالة إرجاع فإن Q سيبقى منخفضاً وسيكون v_o قريباً من الصفر.



شكل 5-50- دائرة المؤقت 555 تعمل كوحيد استقرار

ومن أجل أن نقدح الدارة فإننا نطبق نبضة دخل v_i ، حسب الشكل، على طرف مدخل القدح. وعندما يكون $(v_i < V_{TL})$ فإن خرج المقارن 2 يصبح في المستوى

العالي، مما يؤدي هذا إلى تهينة القلاب، ويصبح Q في المستوى العالي، ويكون الخرج v_o بالتالي مرتفعاً، ويكون $\bar{Q}$ منخفضاً فيؤدي إلى قطع الترانزستور Q_1 .
يبدأ المكثف C الآن بالشحن خلال المقاومة R فيرتفع جهد المكثف v_c نحو V_{CC} أسياً كما يبدو على الشكل 51-5.



شكل 51-5- أشكال الجهود في دائرة وحيد استقرار
يستخدم المؤقت 555

ويكون وحيد الاستقرار في حالته غير المستقرة الآن، وتدوم هذه الحالة حتى اللحظة التي يصل فيها الجهد v_c إلى جهد العتبة V_{TH} للمقارن 1، ويبدأ الجهد v_c يتجاوز جهد العتبة. ففي هذه اللحظة، ينتقل خرج المقارن 1 إلى المستوى العالي ويؤدي هذا إلى إرجاع القلاب. ويصبح الخرج Q مرتفعاً الآن ويؤدي هذا إلى توصيل الترانزستور Q_1 . ويعمل الترانزستور بدوره على التفريغ السريع للمكثف C مما يسبب انخفاض v_c إلى صفر فولت. وعندما يتم إرجاع المقارن فإن خرج Q يصبح منخفضاً ويعود v_c إلى الصفر. ويعود وحيد الاستقرار إلى حالته المستقرة ويكون جاهزاً لاستقبال نبضة قذح جديدة.

نرى مما سبق أن وحيد الاستقرار هذا يعطي نبضة خرج v_o حسب ما يبينه الشكل 5-51 ويكون عرض النبضة T هو الزمن الذي تستغرقه الدارة في بقائها في الحالة غير المستقرة. ويمكن تحديد الزمن T بالرجوع إلى أشكال الموجات المبينة على الشكل 5-51 ويكون ذلك كما يلي:

$$v_c = V_{CC} (1 - e^{-t/RC})$$

وبالتبديل عن: $(v_c = V_{TH} = 2/3 V_{CC})$ عند الزمن $(t = T)$ ينتج:

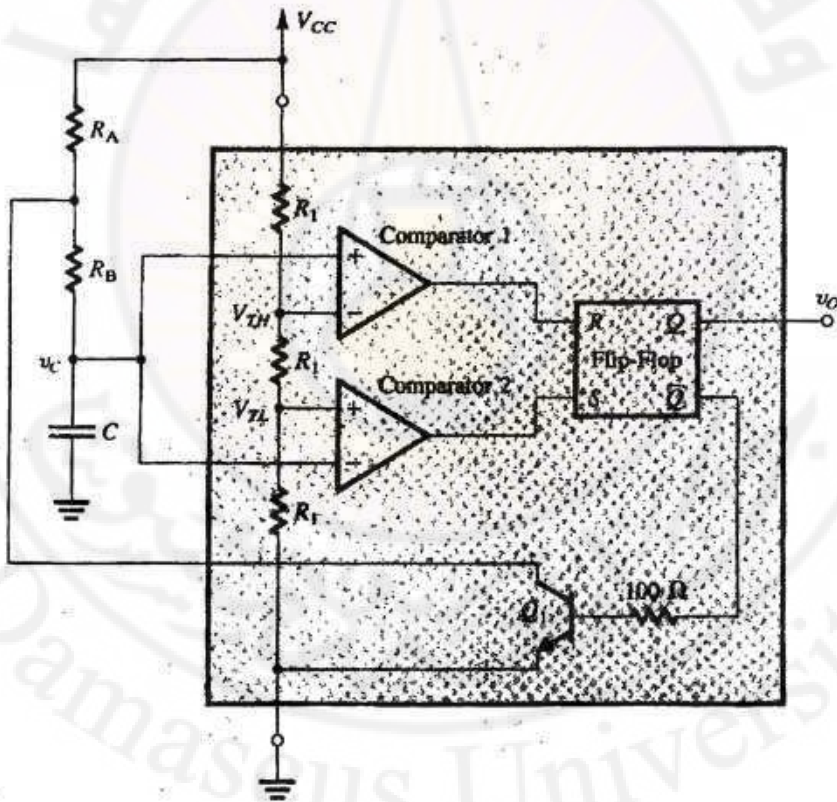
$$T = RC \ln 3 \approx 1.1 RC \quad (5-38)$$

وهكذا، يبدو أن عرض نبضة الخرج يتحدد بعنصري الدارة الخارجية C و R اللذين يمكن اختيارهما من أجل الحصول على نبضة خرج دقيقة وحسب المطلوب.

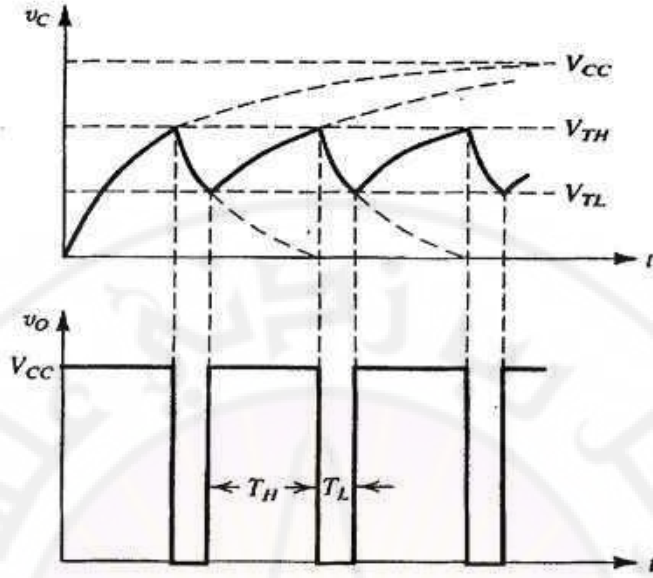
5-4-2- تحقيق حالة عدم الاستقرار باستخدام دائرة المؤقت IC 555:

تتحقق هذه الوظيفة بإضافة عناصر خارجية إلى الدارة 555 وهي مقاومتي R_A و R_B ومكثف C حسب ما يبينه الشكل 5-52. ولكي نفهم كيف تعمل هذه الدارة نعود إلى أشكال الإشارات المبينة على الشكل 5-53.

لنفترض أن المكثف C يكون فارغاً في البداية وإن القلاب كان بحالة تمهية. وهكذا يكون v_o عالياً ويكون Q_1 مقطوعاً. سي شحن المكثف خلال المقاومتين التسلسليتين R_A و R_B وسيزداد الجهد v_c على طرفي المكثف أسياً نحو V_{CC} .



شكل 5-52- تحقيق وظيفة عدم الاستقرار باستخدام الدارة 555



شكل 5-53- أشكال الجهود في دائرة عدم الاستقرار
باستخدام الدارة 555

وعندما يعبر الجهد v_c المستوى V_{TL} فإن خرج المقارن 2 ينخفض. إن هذا ليس له تأثير على عمل الدارة ويبقى القلاب بحالة تمثية. وتستمر هذه الحالة بالفعل حتى يصل الجهد v_c إلى جهد العتبة V_{TH} للمقارن 1 ويبدأ هذا الجهد v_c يتجاوز جهد العتبة. فعند هذه اللحظة يصبح خرج المقارن 1 مرتفعاً ويؤدي هذا إلى إرجاع القلاب. وهكذا، فإن v_o ينخفض، ويرتفع $\bar{Q}$ ، ويدخل الترانزستور Q_1 حالة التوصيل والإشباع. مما يؤدي إلى أن جهد العقدة بين المقاومتين R_B و R_A يصبح صفراً تقريباً. ومن ثم يبدأ المكثف C بالتفريغ خلال المقاومة R_B ومجمع الترانزستور Q_1 . ويتناقص الجهد v_c أسياً نحو الصفر بثابت زمن $R_B C$. وعندما يصل v_c جهد العتبة V_{TL} للمقارن 2، فإن خرج المقارن 2 يرتفع ويهيئ القلاب. فيرتفع الخرج v_o حينئذ

وينخفض Q ويؤدي هذا إلى قطع الترانزستور Q_1 . فيبدأ المكثف C بالشحن خلال

المقاومتين R_A و R_B ، ويرتفع جهده أسياً نحو V_{CC} بثابت زمن يساوي:
 $C (R_A + R_B)$

ويستمر هذا الصعود حتى يصل الجهد v_c قيمة العتبة V_{TH} حيث يتحول خرج المقارن 1، في هذه اللحظة، إلى المستوى العالي، فيتم إرجاع القلاب وتكرر الدورة هكذا دائماً.

نرى من وصفنا السابق أن الدارة تمتاز وتنتج موجة مربعة عند المخرج. ويمكن تحديد تردد الاهتزاز كما يلي:

يشير الشكل 5-51 بأن الخرج يكون عالياً خلال الزمن T_H . ويرتفع v_c خلال هذا الزمن، من V_{TL} إلى V_{TH} . ويمكن التعبير عن هذا الارتفاع الأسّي للجهد v_c بالعلاقة التالية:

$$v_c = V_{CC} - (V_{CC} - V_{TL}) e^{-\frac{t}{C(R_A + R_B)}} \quad (5-39)$$

حيث ($t = 0$) هي اللحظة التي تبدأ عندها الفترة T_H . وبالتعويض عن v_c بالقيمة ($v_c = V_{TH} = 2/3 V_{CC}$) عند ($t = T_H$) وعن ($V_{TL} = 1/3 V_{CC}$) ينتج ما يلي:

$$T_H = C (R_A + R_B) \ln 2 \approx 0.69 C (R_A + R_B) \quad (5-40)$$

ونلاحظ من الشكل 5-53 أيضاً بأن v_o يكون منخفضاً خلال الزمن T_L ، حيث إنه خلال هذا الزمن يهبط v_c من V_{TH} إلى V_{TL} ، ويُعبّر عن هذا الهبوط الأسّي بالعلاقة التالية:

$$v_c = V_{TH} e^{\frac{t}{CR_B}} \quad (5-41)$$

حيث افترضنا أن $(t = 0)$ هو بداية الفترة T_L وبالتعويض عن v_c بما يساويها وهو $(v_c = V_{TL} = 1/3 V_{CC})$ عند الزمن $(t = T_L)$ وعن $(V_{TH} = 2/3 V_{CC})$ ينتج ما يلي:

$$T_L = C R_B \ln 2 \approx 0.69 C R_B \quad (5-42)$$

ويمكن إيجاد زمن الدور T ، حيث T هو دور الموجة المربعة المتولدة عند الخرج، وذلك بالاستعانة بالمعادلتين (5-40) و (5-42)، ويساوي إلى ما يلي:

$$T = T_H + T_L = 0.69 C (R_A + 2 R_B) \quad (5-43)$$

ويمكن أن نجد، أيضاً، قيمة مردود الدورة (Duty Cycle, D) من المعادلتين (5-40) و (5-43) وهو كما يلي:

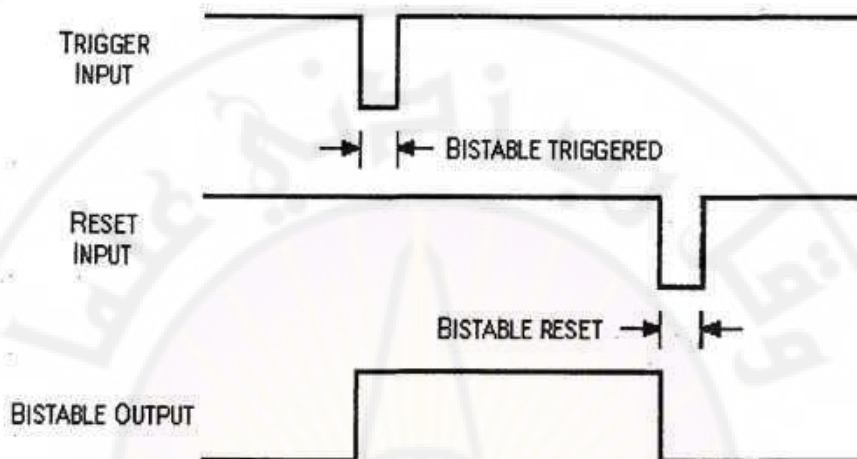
$$D = T_H / T = (R_A + R_B) / (R_A + 2 R_B) \quad (5-44)$$

ونلاحظ أن مردود الدورة هو أكبر من 0.5 دائماً، وإنه يقترب من 0.5 إذا كان $R_A \ll R_B$.

3-4-5- تحقيق حالة ثنائي الاستقرار باستخدام دائرة المؤقت IC 555 Timer:

إن أبسط دائرة يمكن بناؤها باستخدام دائرة المؤقت 555 هي دائرة ثنائي استقرار حيث يمكن فهم عمل الدارة من أشكال الموجات المبينة في الشكل 5-54. يؤدي توجه جهد القدح (Trigger input) إلى المستوى المنخفض إلى ارتفاع خرج الدارة إلى

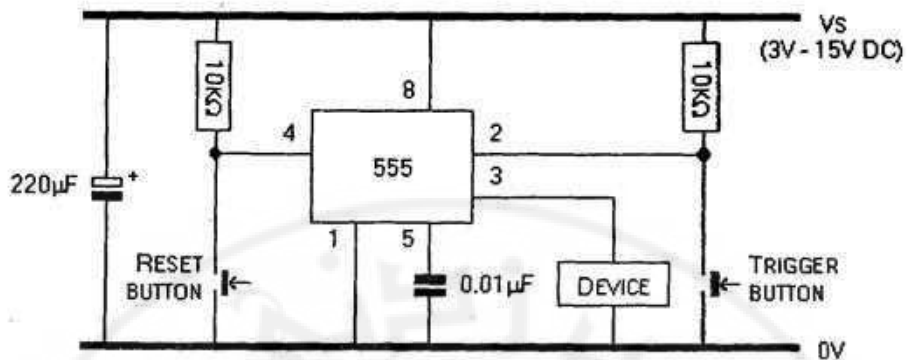
المستوى العالي (High State). ويؤدي جعل مدخل الإرجاع (Reset) منخفضاً إلى عودة خرج الدارة إلى الحالة المنخفضة (Low State).



شكل 54-5- أشكال أمواج الدخل والخرج لدارة ثنائي الاستقرار

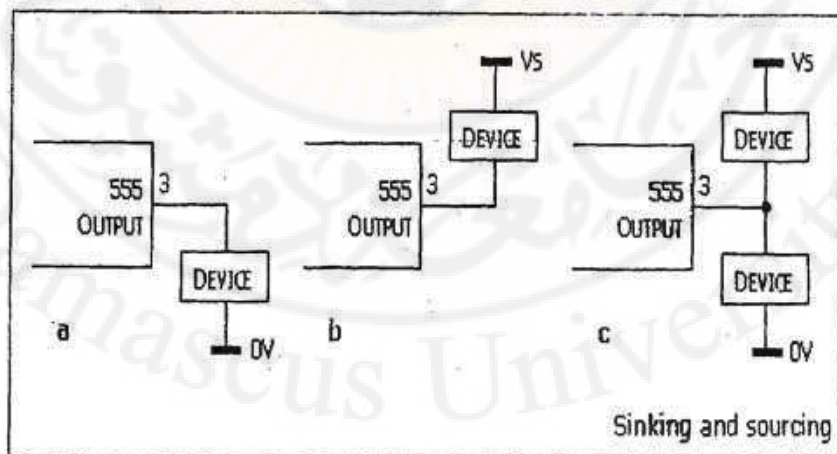
يبين الشكل 55-5 دارة عملية ذات حالتين مستقرتين ونلاحظ هنا أن تطبيق إشارتي الدخل عند المدخلين (القدح والإعادة) يتم بواسطة المفتاحين عند هذين المدخلين، وليس هناك في الواقع أية عملية حساب زمنية ويكون عرض إشارة الخرج مساوياً إلى الفاصل الزمني بين إشارتي الدخل.

يمكن ربط الحمل، وليكن عنصر ثنائي باعث للضوء (LED) مع مخرج الدارة وذلك حسب ما يبينه الشكل 56-5 حيث يمكن وصل الحمل بين الطرف 3 والأرض (الشكل 56-5-a)، فعندما يرتفع جهد الخرج يتدفق التيار في الحمل ويدعى هذا بتيار التصدير (Sourcing) لأن التيار يصدر من الدارة 555 ويمر في الحمل إلى النقطة (0 V) ونقول أن الحمل أصبح في حالة توصيل (On).



الشكل 5-55- دائرة ثنائي الاستقرار بعنصر 555

أما في الشكل 5-56-b فيتم وصل الحمل بين الطرف 3 وجهد التغذية V_S ، فعندما يصبح الخرج في المستوى المنخفض يتدفق التيار في الحمل ويدعى هذا بتيار السحب (Sinking) لأن التيار يُسحب من خط التغذية ويتدفق خلال الحمل والدارة 555 إلى النقطة (0 V) وهنا يصبح الحمل، أيضاً، في حالة توصيل (On).

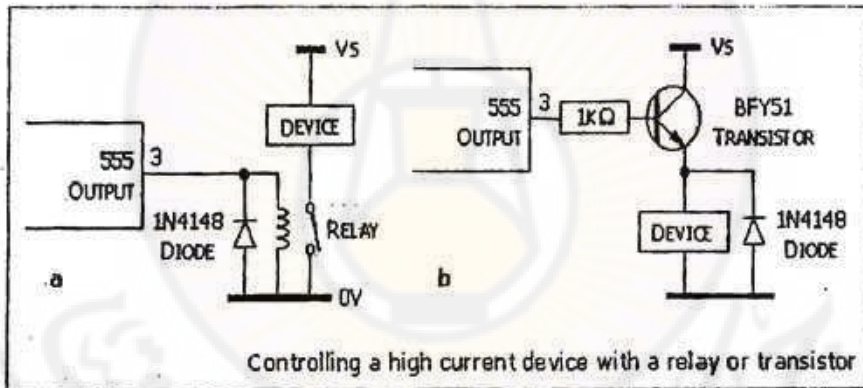


الشكل 5-56- توصيل الحمل مع مخرج الدارة 555

ونلاحظ في الشكل 5-56 c أن هناك حملين وصلا مع المخرج بطريفة يدخلان فيها بحالة توصيل وقطع (On & Off) على التناوب.

عند استعمال أحمال أخرى غير الثنائي (LED) مثل حاكمت أو مصابيح أو محر كات مثلاً يجب الانتباه هنا إلى أن خرج الدارة 555 يمكن أن تصدر أو تسحب تياراً حتى بحدود (200 mA).

وبفرض أن الحمل يحتاج إلى تيار كبير أو أن جهد التغذية له يختلف عن جهد التغذية الخاص بدارة المؤقت 555 فإننا يمكن أن نستخدم الطرق الموضحة في الشكل 5-57 بشرط أن نراعي أيضاً شروط العمل الأمين لكل من الحاكمة أو الترانزستور.



الشكل 5-57- توصيل مخرج الدارة 555 إلى حمل ذي تيار كبير

ملاحظة:

نلاحظ في الشكل 5-57 وجود الثنائي حيث إن الهدف منه هو حماية دارة المؤقت 555 أو الترانزستور من القوة المحركة التحريضية العكسية (Back-emf) التي تحدث في ملف الحاكمة نتيجة دخول الحاكمة بحالة قطع (Off). إن الثنائي يشكّل دارة قصر في هذه الحالة على هذه القوة المحركة.

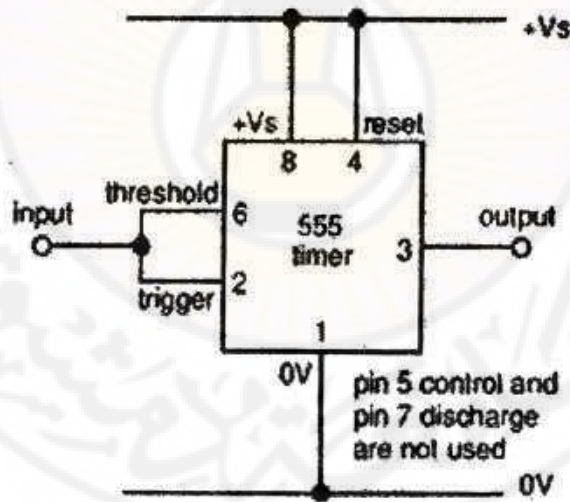
4-4-5- تحقيق حالة عاكس باستخدام دائرة المؤقت IC 555 Timer:

يمكن بتوصيل الطرفين 2 و 6 للدائرة 555 كما يبينه الشكل 58-5 الحصول على دائرة عاكس أو نفي (Inverter, NOT) حيث تكون هنا الحالة المنطقية للخروج هي بعكس الحالة المنطقية للدخل حسب التعليل التالي:

Input Low ($< 1/3 V_S$) makes output high, $+V_S$.

Input high ($> 2/3 V_S$) makes output low, 0V.

وعندما يكون جهد الدخل بين القيمتين $1/3$ و $2/3$ يبقى الخرج على حالته الراهنة.



555 inverting buffer circuit
(a NOT gate)

شكل 58-5- تحويل الدائرة 555 إلى عاكس

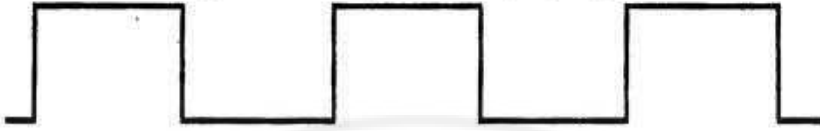
- تطبيقات عن استخدام دائرة المؤقت 555^[8]:

مثال 1- استخدام دارتي 555 لتوليد موجة مربعة ذات نسبة انشغال متغيرة:

يمكن اعتبار تعديل عرض النبضة تقنية شائعة للتحكم بالسرعة الذي يمكن أن يتغلب على مشكلة الإقلاع الضعيف لمحرك مثلاً. حيث تعمل هذه التقنية على تقديم القيمة العظمى الثابتة لجهد التغذية (ولتكن $V = 12$ مثلاً) إلى الحمل (محرك) إنما على أوقات متقطعة، يمكن التحكم بها، بدلاً من تطبيق جهد تغذية متغير على الحمل. يبين الشكل 5-58 دائرة ذات نسبة انشغال متغيرة (Duty Cycle) أو نسبة عرض النبضة إلى زمن الفراغ بين نبضتين (Mark-Space Ratio) متغيرة، أي نسبة إشغال متغيرة. تساعد أشكال الموجات في الشكل 5-59 على توضيح كيفية عمل هذا النوع من التحكم حيث يتغير زمن إشغال الإشارة إلا أن الإشارة تبقى عند قيمتين للجهد عظمى ودنيا ($12V$ & $0V$).

- يظهر في الشكل a أن الإشارة ذات نسبة إشغال (1:1) وهذا يعني أن الخرج يكون عند جهد $V = 12$ من أجل 50 % من الزمن، تكون قيمة الجهد الوسطي هي $V = 6$ ، وبالتالي تكون سرعة المحرك هنا نصف سرعته العظمى.
- يظهر في الشكل b أن الإشارة ذات نسبة إشغال (3:1) وهذا يعني أن الخرج يكون عند جهد $V = 12$ من أجل 75 % من الزمن، وهذا يعطي جهد خرج وسطي بقيمة $V = 9$ ، وبالتالي تكون سرعة المحرك هنا $\frac{3}{4}$ سرعته العظمى.
- أما في الشكل c يظهر أن الإشارة ذات نسبة إشغال (1:3) وهذا يعطي جهد خرج بقيمة $V = 12$ من أجل 25 % من الزمن فقط، فتكون قيمة جهد الخرج الوسطي $V = 3$ ، وبالتالي تكون سرعة المحرك في هذه الحالة هي $\frac{1}{4}$ سرعته العظمى.

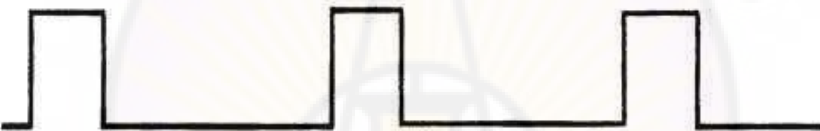
a: 1:1 mark-space ratio (50% duty cycle)



b: 3:1 mark-space ratio (75% duty cycle)



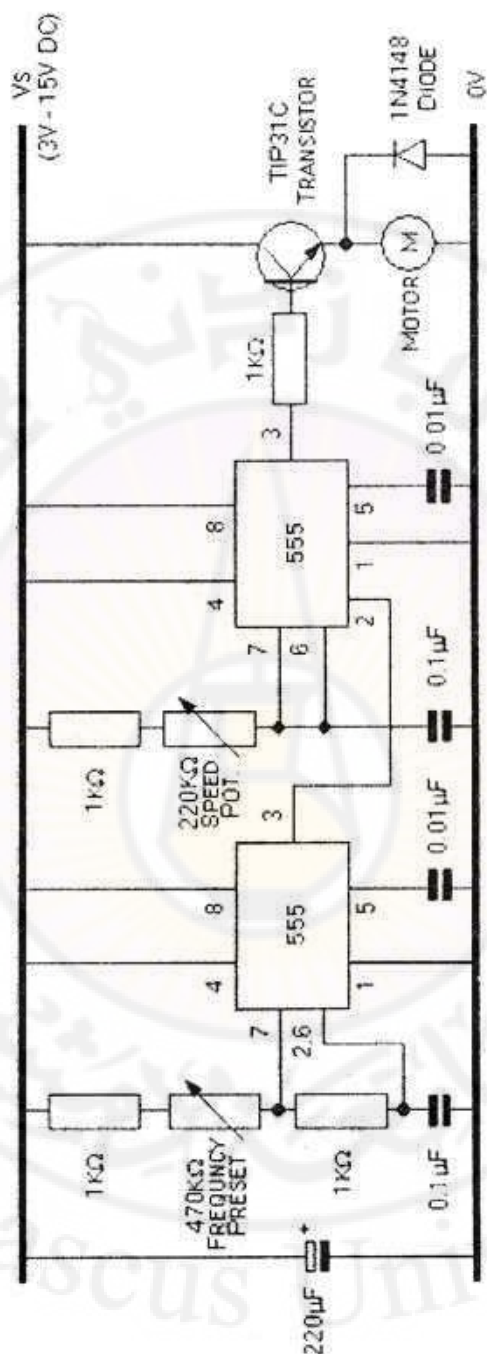
c: 1:3 mark-space ratio (25% duty cycle)



شكل 5-59- موجات ذات تعديل في عرض النبضة

نلاحظ أنه بتغيير نسبة إشغال الإشارة ضمن كامل المجال فإنه من الممكن الحصول على أي قيمة مطلوبة من جهد الخرج الوسطي بين (0 V) و القيمة العظمى لجهد التغذية.

يبين الشكل 5-60 دائرة تستخدم عنصرين من (555 ICs). تقوم دائرة 555 الأولى بوظيفة دائرة عدم استقرار (A-Stable) ذات تردد ثابت وإنما يمكن التحكم به، وهو في تطبيقنا هذا يقع بحدود (30 Hz). وتعمل الدارة 555 الثانية كدائرة تشكيل نبضية أو دائرة وحيد استقرار (Mono-Stable) تعطي نبضة خرج ذات عرض يمكن التحكم به.

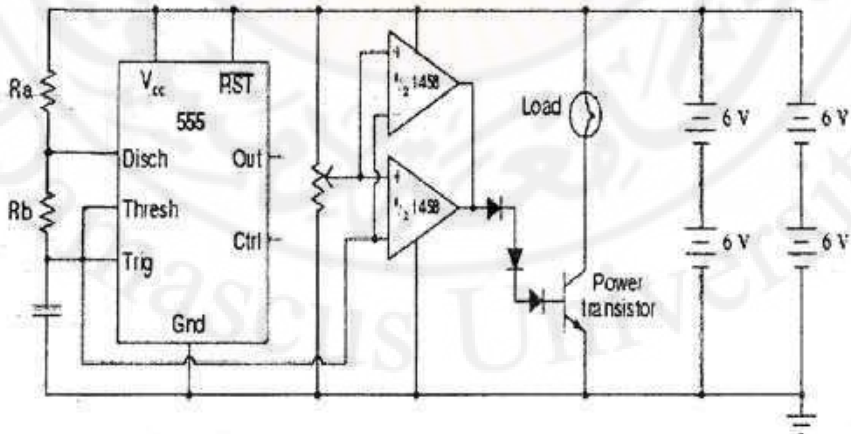


شكل 5-60 - دائرة تعديل عرض النبضة تستخدم IC 555

يقوم خرج دائرة علمم الاستقرار بقدرح دائرة التشكيل فنحصل بالتالي من هذا التطبيق على إشارة ذات تردد ثابت إنما ذات عرض نبضة متغير. ويمكن أن نحصل على إشارة ذات نسبة انشغال تقع تقريباً ضمن المجال من 0.3 % إلى 97 %. ومن ثم تطبق الإشارة ذات نسبة المردود المتحكم به على ترانزستور حيث يقوم الترانزستور بعمل مفتاح مبدل (Switch) استطاعة ليقدم إلى الحمل (المحرك) الاستطاعة المطلوبة.

مثال 2- استخدام دائرة 555 مع مقارنات لتوليد موجة ذات نسبة انشغال متغيرة:

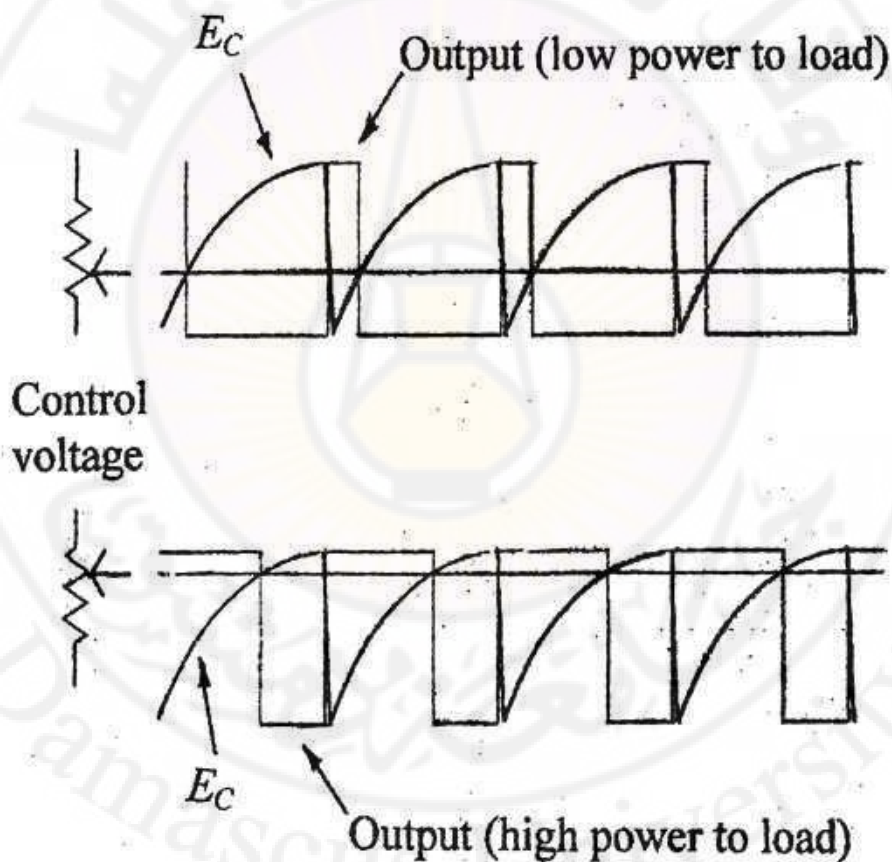
يفيد هذا التطبيق في الحصول على دائرة تحكم بالاستطاعة المقدمة إلى حمل. يبين الشكل 5-61 دائرة مؤقت 555 حيث تعمل كدائرة مهتز علمم الاستقرار (A-Stable) وتستخدم لتوليد إشارة سن منشار على طرفي المكثف. ثم تطبق إشارة سن المنشار على مكبر العمليات حيث يستخدم هنا كدائرة مقارن فتم مقارنة هذه الإشارة بمجهود عتبة متغير ناتج عن المقاومة المتغيرة.



شكل 5-61 - دائرة تحكم بالاستطاعة بواسطة مولد ذي عرض موجة متغير

ويكون خرج المقارن إشارة مربعة ذات عرض نبضة (T_1) متغير القيمة بحسب مستوى جهد المقارنة، أي يكون جهد خرج المقارن إشارة مربعة ذات نسبة انشغال متغيرة (المعادلة 5-44).

وتكون نسبة الانشغال متغيرة القيمة بحسب جهد العتبة أي بحسب وضع المقاومة المتغيرة كما يبينه الشكل 5-62.



شكل 5-62 - إشارة المخرج ذات عرض متغير اعتماداً على مستوى جهد المقارنة

وتطبق إشارة خرج المقارن على الحمل عن طريق ترانزستور استطاعة حيث يمر الترانزستور بين حالتي قطع ووصل (On/Off) بحسب إشارة خرج المقارن. وتقوم إشارة خرج الترانزستور ذات نسبة الانشغال المتغيرة، بالتالي، بالتحكم بالاستطاعة المقدمة إلى الحمل.

إن التحكم بالاستطاعة الكهربائية المقدمة إلى الحمل يتم عن طريق الإشارة المربعة ذات العرض المتغير حيث تتغير فيه أزمان التبديل (Switching) بين قطع ووصل أي يتغير فيها زمن التوصيل بحسب عرض الإشارة المطبقة.

وتعدُّ هذه الطريقة للتحكم بالاستطاعة المقدمة إلى الحمل طريقة فعالة حيث إن عنصر التحكم (وهو هنا ترانزستور استطاعة) يستهلك استطاعة صغيرة جداً عند انتقاله بين حالتي القطع (حيث يكون تيار الترانزستور يساوي الصفر) والإشباع (حيث يكون جهد المجمّع - الباعث صغير جداً). وتعرف هذه الطريقة بطريقة " تعديل عرض النبضة (Pulse Width Modulation, PWM) " .

إن جهد خرج مكبر العمليات، وهو هنا من الطراز 1458 ، عندما يكون في المستوى المنخفض لا يمكن أن يصل عملياً إلى مستوى جهد الأرض من أجل قطع الترانزستور وإنما يصل إلى حدود (2 V). وبالتالي، فإن التوصيل المباشر من خرج المكبر إلى قاعدة الترانزستور لن يمكن الترانزستور من الوصول إلى حالة القطع. لذلك تستخدم هنا ثلاثة ثنائيات من نوع السيليكون على التسلسل بين خرج مكبر العمليات وقاعدة الترانزستور من أجل الحصول على هبوط جهد بحدود (2.1V) من أجل الضمان بأن جهد قاعدة الترانزستور يقع عند الحد الأدنى الذي يكفي لقطع الترانزستور عندما يكون خرج مكبر العمليات في المستوى المنخفض.

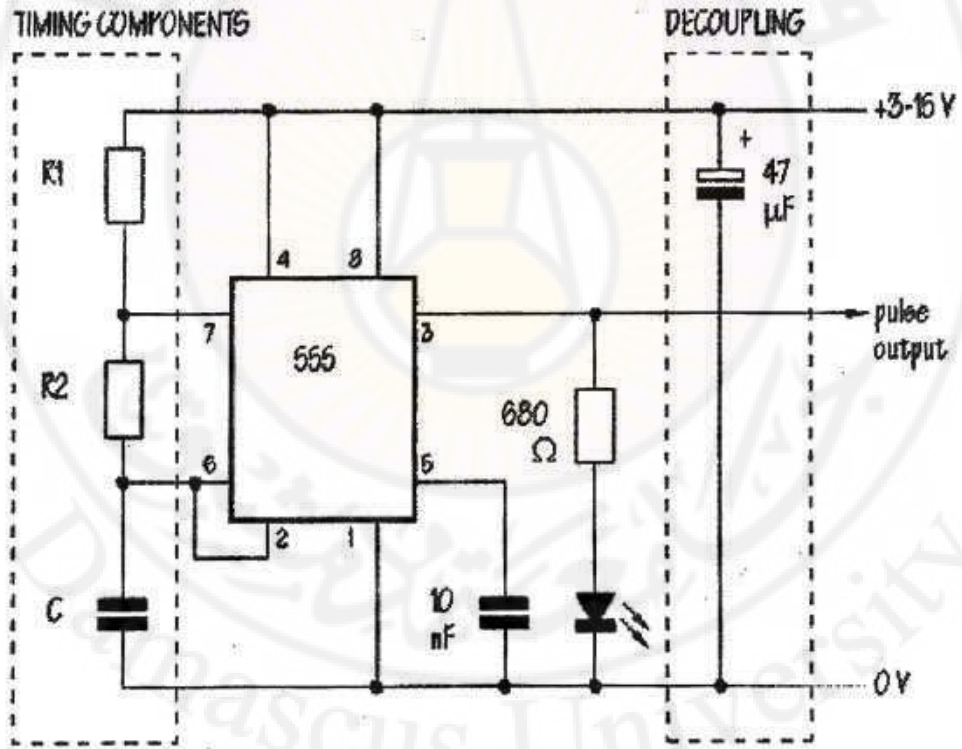
إن ضبط المقاومة المتغيرة ليس له تأثيراً على تردد الإشارة إنما يؤثر بشكل كبير على نسبة الانشغال حيث يمكن أن تتغير هذه النسبة بين 0% و 100% .

مثال 3- دائرة عديم استقرار 555 بنسبة التشغيل متغيرة (أصغر من 50 %):
 إن دائرة عديم الاستقرار الأساسية المبينة في الشكل 5-63 تعطي سلسلة من النبضات بتردد (f) ويكون فيها عرض النبضة أو زمن وجود النبضة ونسميه هنا (Mark Time, T_M) ويساوي إلى:

$$T_M = 0.69 C (R_1 + R_2)$$

أما زمن الفراغ بين نبضتين متتاليتين (Space Time, T_S) فيساوي إلى:

$$T_S = 0.69 C R_2$$

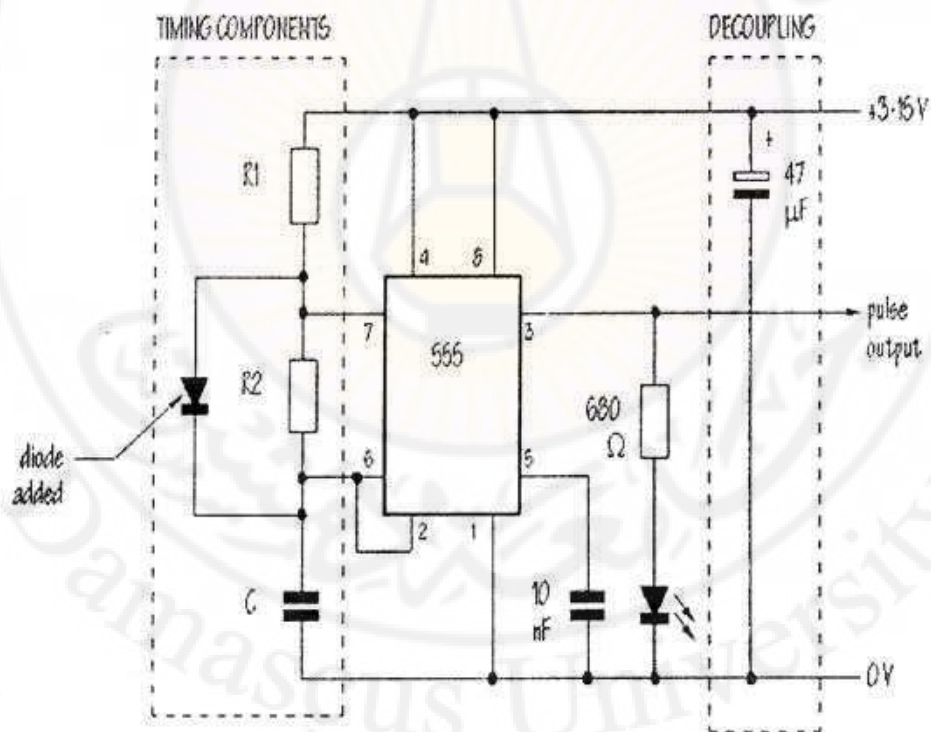


شكل 5-63- دائرة متعدد الاهتزاز نموذجية

وبالتالي تكون نسبة الانشغال (Duty Cycle)، دائماً أكبر من 50 % حسب ما وجدنا سابقاً وفق المعادلة التالية:

$$\text{Duty Cycle} = \frac{T_M}{T} = \frac{T_M}{T_M + T_S} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2}$$

يمكن الحصول على مردود دورة أصغر من 50 % وذلك بإجراء تعديل بسيط على الدارة الأساسية وهو ربط ثنائي على التوازي مع المقاومة R_2 كما يبينه الشكل 5-64.



شكل 5-64- متعدد الاهتزاز ذو نسبة الشغال أصغر من 50 %

عند عملية شحن المكثف، وهذا يقع في أثناء تشكل النبضة ويكون عرض النبضة (Mark Time) هو T_m ، يكون الثانى بحالة توصيل ويحدث قصراً على المقاومة R_2 . وبالتالي يعتمد عرض النبضة في هذه الحالة على كل من C و R_1 فقط حسب المعادلة التالية، وبفرض إهمال جهد الثانى عندما يكون بحالة توصيل أي:

$$(V_y = 0.7 \text{ V}) \text{ فنكتب:}$$

$$T_m = 0.69 C R_1 \quad (5-45)$$

أما مدة الفراغ بين نبضتين (T_s) فإنها لا تتغير وتبقى مساوية إلى:

$$T_s = 0.69 C R_2 \quad (5-46)$$

ويكون دور الإشارة T :

$$T = T_m + T_s = 0.69 C (R_1 + R_2) \quad (5-47)$$

وتكون نسبة الانشغال بوجود الثانى:

$$\text{Duty Cycle (with Diode)} = \frac{T_M}{T} = \frac{T_M}{T_M + T_S} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (5-48)$$

فإذا كانت ($R_2 > R_1$) تكون نسبة الانشغال أصغر من 50 %. ويكون ما يسمى بنسبة عرض النبضة إلى عرض الفراغ (Mark Space ratio) أصغر من الواحد.

$$\text{Mark Space Ratio, } (T_m / T_s) < 1$$

مثال في حساب قيم عناصر الدارة :

في الدارة المبينة في الشكل 5-64 يطلب حساب قيم عناصر الدارة من أجل تحقيق نسبة انشغال تساوي (25 %) وتردد إشارة خرج يساوي (1000 Hz) وبفرض استعمال مكثف ($C = 0.1 \mu F$).

الحل:

من أجل تردد اهتزاز (1000 Hz) يكون دور الإشارة T :

$$T = 1 / f = 1 / 1000 = 1 \text{ mS.}$$

ومن أجل نسبة انشغال (25 %) نحسب كلاً من زمن الإشارة (T_m) وزمن الفراغ (T_s):

$$T_m = (\text{Duty Cycle, } D) \times T = 0.25 \times 1 \times 10^{-3} = 0.25 \text{ mS}$$

$$T_s = (1 - D) T = (1 - 0.25) \times 1 \times 10^{-3} = 0.75 \text{ mS}$$

ومنه يمكن حساب كل من R_1 و R_2 من العلاقات التالية:

$$T_m = 0.69 C R_1$$

$$R_1 = T_m / 0.69 C = (0.25 \times 10^{-3}) / (0.69 \times 0.1 \times 10^{-6})$$

$$R_1 = 3.608 \text{ k}\Omega$$

$$T_s = 0.69 C R_2$$

$$R_2 = T_s / 0.69 C = (0.75 \times 10^{-3}) / (0.69 \times 0.1 \times 10^{-6})$$

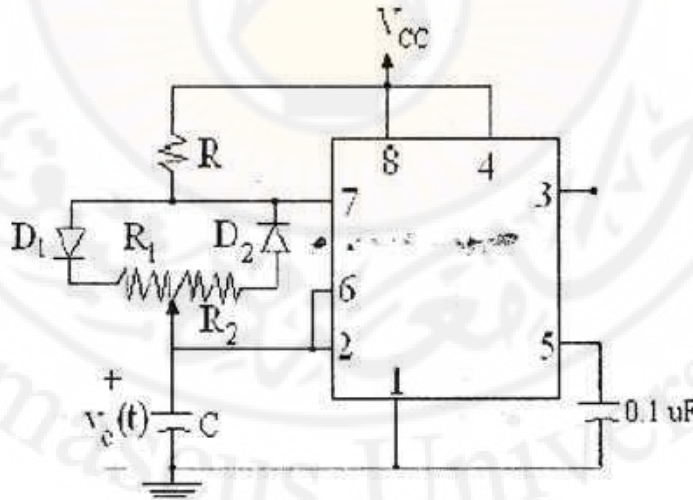
$$R_2 = 10.824 \text{ k}\Omega$$

مثال 4- دارة مُحسَّنة لتعديل عرض النبضة:

تتصف بعض دارات تعديل النبضة كالتى وردت في الشكل 5-64 بأن التردد لا يبقى ثابت القيمة عند إجراء عملية التعديل. إن التغير في التردد يُعدُّ عيباً في دارة تُستخدم من أجل تعديل عرض النبضة. ويمكن التغلب على هذه الصفة السيئة بالرجوع إلى المعادلتين (5-47) و (5-48) حيث نلاحظ أن دور الإشارة يعتمد على مجموع المقاومتين حسب ما يلي:

$$T = T_m + T_s = 0.69 C (R_1 + R_2)$$

أي أن الدور يبقى ثابت القيمة طالما أن مجموع المقاومتين لم يتغير. وبكلمة أخرى نقول أن تناقصاً في قيمة إحدى المقاومتين نعوضه بتزايد مناسب في قيمة المقاومة الثانية. يقودنا هذا الحل إلى الدارة الأساسية المبينة في الشكل 5-65 التي تُستخدم فيها فكرة المقاومة المتغيرة.



شكل 5-65 - دارة ذات تردد ثابت لتعديل عرض النبضة

وتعطى أزمان الشحن والتفريغ في الدارة المبينة في الشكل 5-65 وزمن دور الإشارة و نسبة الانشغال بما يلي:

$$T_m = 0.69 C (R_1 + R) \quad (5-49)$$

$$T_s = 0.69 C R_2 \quad (5-50)$$

$$T = 0.69 C (R_1 + R_2 + R) \quad (5-51)$$

$$D = \frac{T_m}{T} = \frac{R + R_1}{R + R_1 + R_2} \quad (5-52)$$

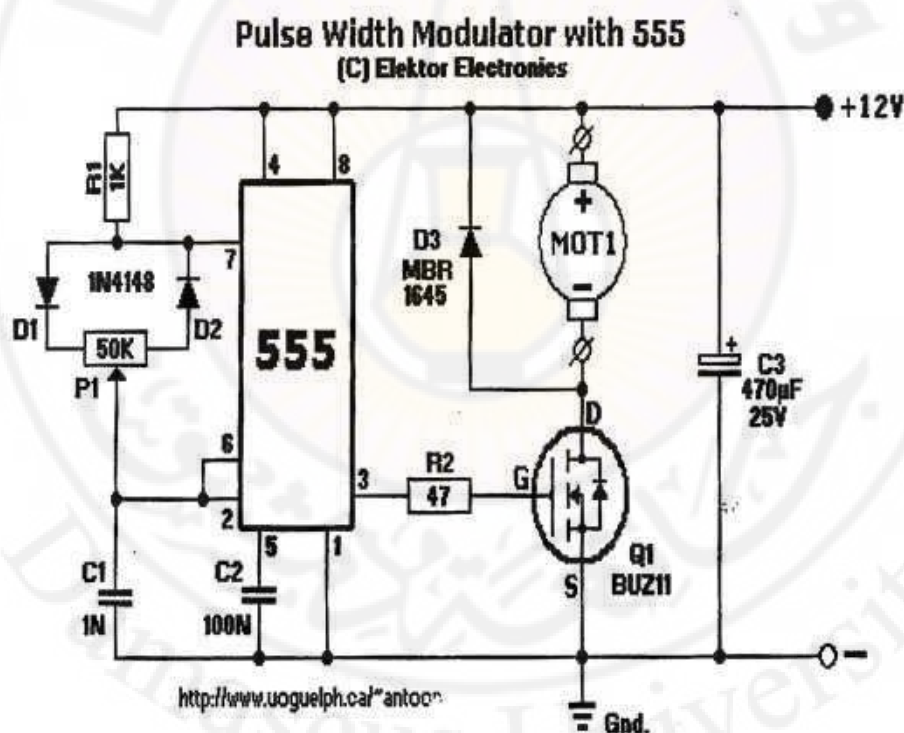
يعتمد ثابت الزمن على مجموع R_1 و R_2 الذي هو المقاومة الكلية للمقاومة المتغيرة وهي ذات قيمة ثابتة. وبالتالي يكون دور الإشارة ثابتاً ولا تعتمد على نسبة الانشغال (Duty Cycle).

يمكن استخدام الدارة للتحكم بسرعة محرك تيار مستمر مثلاً، أو بمقدار خفوت إضاءة مصابيح أو بمقدار الاستطاعة الكهربائية المقدمة إلى مسخن... الخ. فإذا كانت متطلبات تيار الحمل تزيد عما يمكن أن يقدمه العنصر 555 فإننا يمكن أن نستعمل ترانزستور استطاعة وهو ما يبينه الشكل 5-66.

يبين الشكل 5-66 دائرة عديم استقرار ذات تستخدم الموقت 555 حيث يتمتع الخرج عند الطرف 3 بموجة مربعة ذات نسبة انشغال متغير فيؤثر هذا بالطبع على سرعة المحرك. يقوم خرج الدارة 555 بتغذية الترانزستور MOSFET عبر مقاومة ($R_2 = 47 \Omega$) محددة للتيار. يقوم الثنائي على طرفي الحمل بتمرير تيار الحمل التحريضي عندما يكون الترانزستور بحالة قطع (Off). إن منبع التغذية الذي يغذي

المحرك يمكن أن يكون منبعاً مستقلاً عن منبع التغذية الذي يغذي الدارة ولا يشترط أن يكون المنبع (+12 V).

يعمل الترانزستور Q_1 كمفتاح مبدّل (Switch) لذلك يمكن إهمال الاستطاعة المستهلكة فيه. إن القيمة العظمى للتيار التي يمكن أن يقدمها الترانزستور المبين هي بحدود (10 A). أما الترانزستور البديل (NTE 2389) المذكور في قائمة العناصر فيمكن أن يقدم تياراً يصل حتى (35 A) عند جهد (60 V).



شكل 5-66 - دائرة PWM

Parts List

R1 = 1K Ω

R2 = 47 Ω

P1 = 50K potentiometer

C1 = 0.001 μ F, (1nF) ceramic

C2 = 0.1 μ F, (100nF), ceramic

C3 = 470 μ F, 25V, electrolytic

D1,D2 = 1N4148, general purpose signal diodes

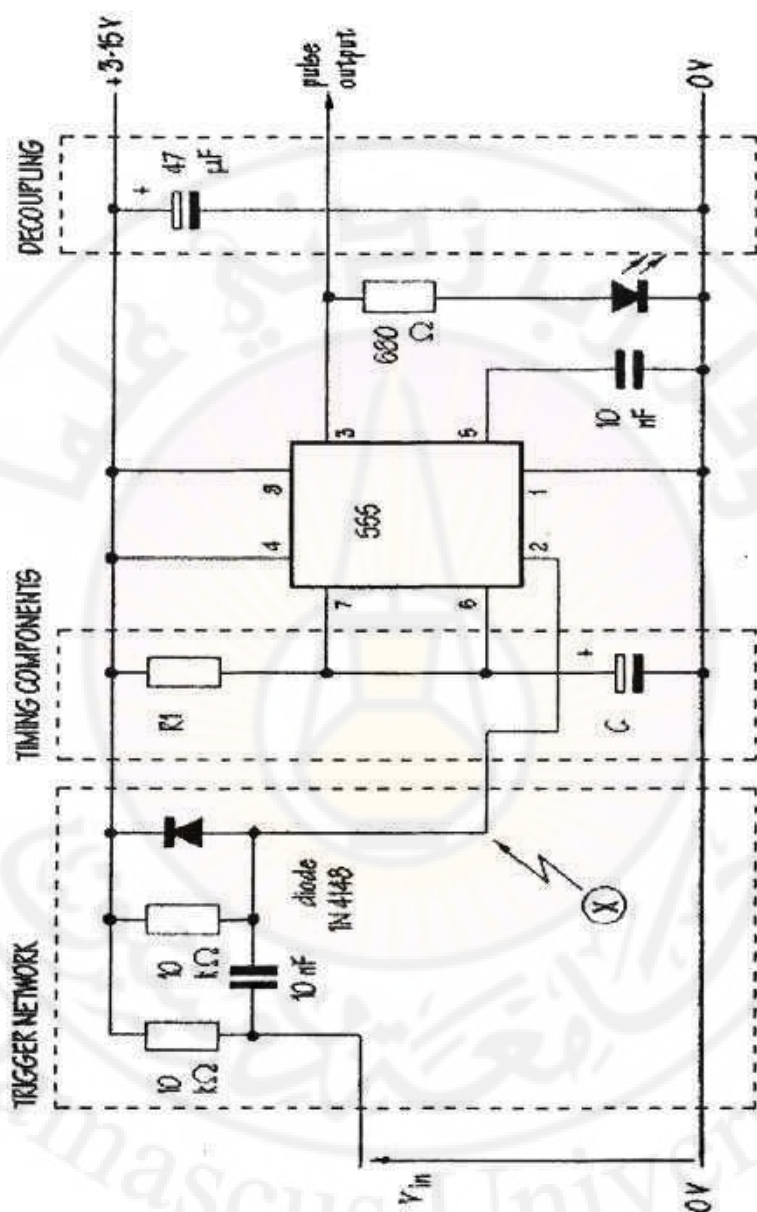
D3 = MBR1645, NTE6081, or similar. 45V/16A Schottky
Diode

Q1 = BUZ11, NTE2389, MOSFET, High Speed Switch,
N-channel, 30V/35A

IC1 = NE555, 8-pin Timer/Oscillator

مثال 5- عملية قرح دائرة 555 تعمل كوحيد الاستقرار [8]:

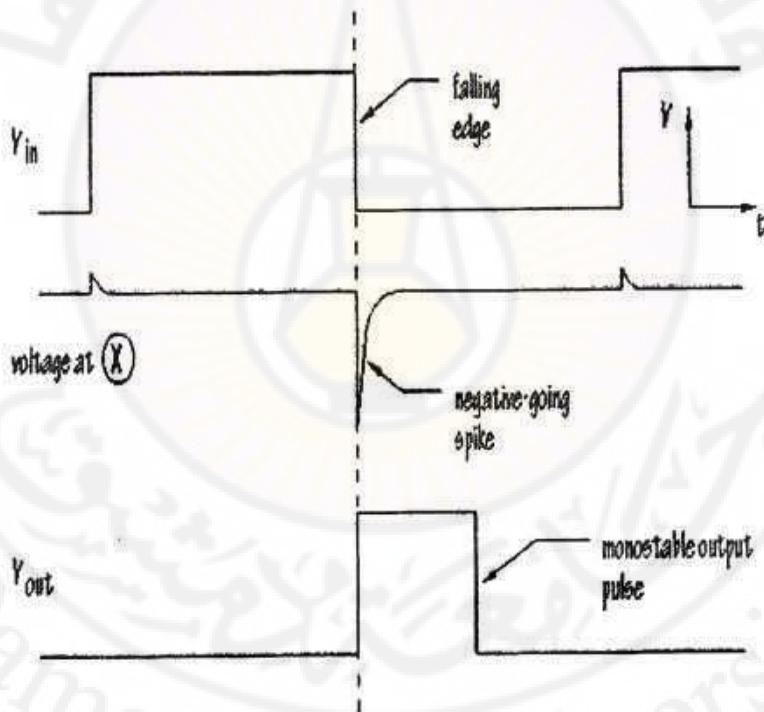
إن نبضة القرح لدائرة وحيد استقرار 555 يجب أن تكون أقصر من نبضة الخرج. ويحدث أحياناً أننا نريد أن نقرح دائرة وحيد استقرار 555 بنبضة عريضة. يبين الشكل 5-67 دائرة القرح لدائرة وحيد الاستقرار 555 حيث يبدو أن نبضة الدخل (V_{in}) هي نبضة عريضة تخضع لعملية تفاضل فينتج عند النقطة X نبضة قرح سالبة حادة تقع عند الجبهة الخلفية (الجبهة الهابطة) لإشارة الدخل كما يبينه الشكل 5-68.



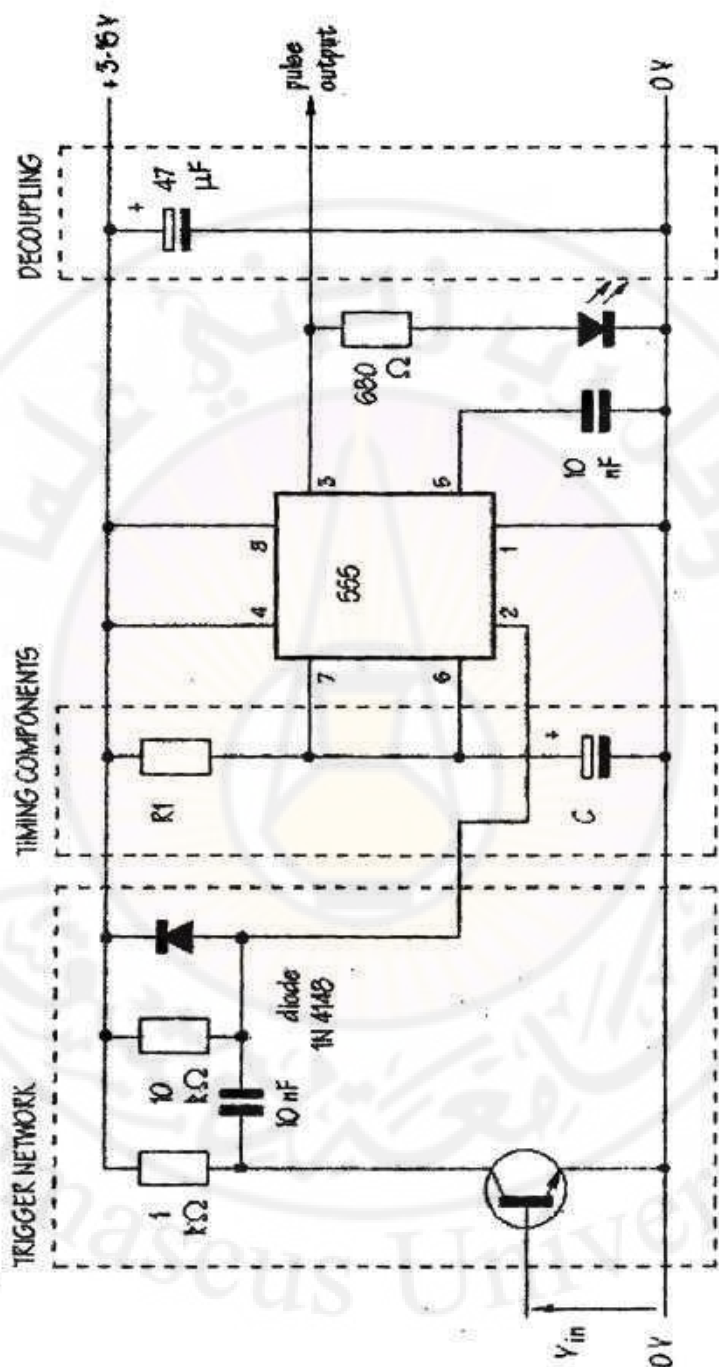
شكل 5-67- دائرة القدح في دائرة وحيد استقرار 555

تقوم نبضة القدح السالبة بقدح دائرة وحيد الاستقرار فنحصل على نبضة الخرج (V_{out}) وهي ذات عرض محدد لا يعتمد على شكل نبضة القدح السالبة وهو هنا أقصر من عرض نبضة الدخل (V_{in}).

وإذا كنا نرغب أن نقدح دائرة وحيد الاستقرار بنبضة تقع عند الجبهة الأمامية لنبضة الدخل (V_{in}) فإننا نحتاج أن نضيف دائرة عاكس ترانزستورية إلى دائرة القدح كما يبينه الشكل 5-69.



شكل 5-68- إشارات الدخل والخرج لدائرة وحيد الاستقرار 555

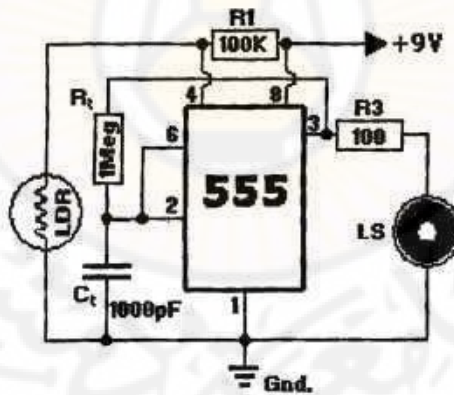


شكل 5-69- دائرة عاكس لتحقيق عملية لدح عند الجهة الصاعدة

مثال 6- دائرة كاشف ظلام Dark Detector:

يبين الشكل 5-70 دائرة كاشف ظلام حيث يمكن أن تستعمل هذه الدارة للتنبيه عند حدوث ظلام بسبب تعطل المصباح مثلاً. إن الكاشف هنا هو مقاومة تعتمد قيمتها على الضوء (Light Dependent Resistor, LDR) وتُصنع من مادة (cadmium-sulphide). تصبح مقاومة المقاومة في الظلام عالية جداً مما يؤدي إلى ارتفاع جهد الطرف 4 واقتربه من جهد التغذية فيرتفع خرج الدارة إلى المستوى العالي ليبدأ V_C بالارتفاع وعندما يصل إلى المستوى $(2/3 V_S)$ يتغير V_0 إلى المستوى المنخفض فيبدأ المكثف بالتفريغ وعندما يتجاوز V_C المستوى $(1/3 V_S)$ يعود V_0 إلى المستوى العالي، وهكذا فيبدأ الجهاز بإصدار الصوت والتنبيه عند انقطاع الضوء. إن العنصر LDR يقوم بالتنبيه عندما تقبض شدة الضوء دون مستوى محدد.

Dark Detector



شكل 5-70

ملاحظة:

من أجل التذكير بالتوصيلات النموذجية لبعض النقاط في الدارة نبين ذلك على الشكل 5-71. يستعمل الطرف 4 لكي يُدخل الدارة في حالة إرجاع (Reset) ويعيد الخرج إلى حالة المستوى المنخفض. إن مستوى عتبة جهد الإرجاع هو $(0.7 V)$

بتيار سحب (0.1 mA). وهذان المستويان لا يعتمدان على جهد التغذية (+ V). إن مدخل الإرجاع يفرض وظيفته أي أنه يُجبر الخرج لينحول إلى المستوى المنخفض بغض النظر عن الحالة التي تكون عندها المداخل الأخرى، لذلك يمكن استعماله لإنهاء نبضة الخرج بشكل دائم.

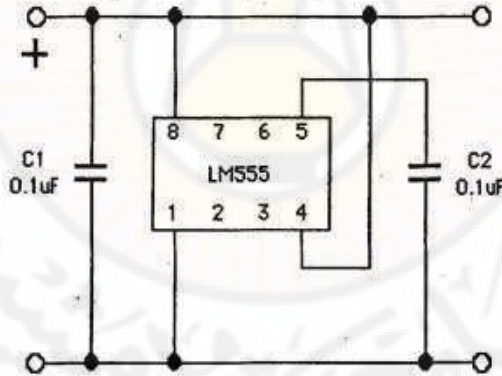
إن زمن التأخير بين لحظة الإرجاع وظهور الخرج هو محدود (0.5 μ S) وإن الزمن الأدنى لعرض نبضة الإرجاع هو محدود (0.5 μ S) أيضاً ويمكن أن تتغير هذه الأرقام بحسب نوع الموقت والجهة المصنعة له. وعندما لا يستعمل طرف الإرجاع فإنه يُنصح بتوصيله إلى طرف التغذية (+ V) لكي تتجنب أية احتمال لحدوث إرجاع خاطئ.

TYPICAL CONNECTIONS FOR PINS 4 AND 5

©ROB PAISLEY 2004

555 Pins 4 and 5

<http://home.cogeco.ca/~rpaisley4/CircuitIndex.html>



C1 - BYPASSES THE TIMERS POWER SUPPLY TO REDUCE SPIKES CAUSED BY THE OUTPUT TRANSISTORS SWITCHING.

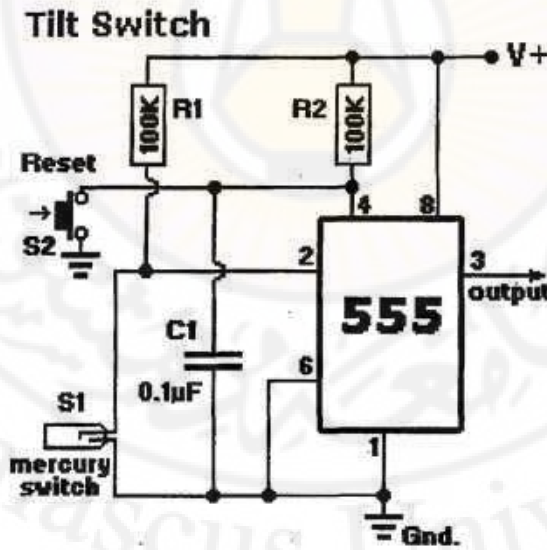
C2 - REDUCES ERRORS IN THE TIMING CIRCUIT CAUSED BY VARIATIONS IN THE POWER SUPPLY VOLTAGE.

شكل 5-71

مثال 7- الكشف عن حالة مستوى مائل Tilt Switch:

يبين الشكل 72-5 دائرة ثنائي استقرار مجهزة بزجاجة فيها زئبق تكون بوضع أفقي لتعمل كمفتاح من أجل الكشف عن مستوى سطح مائل. يكون المفتاح في الوضع الطبيعي له بحالة "فتح" وهذا يسمح لخرج المؤقت أن يبقى عند المستوى المنخفض حيث إن الطرف 4 يكون عند جهد مرتفع.

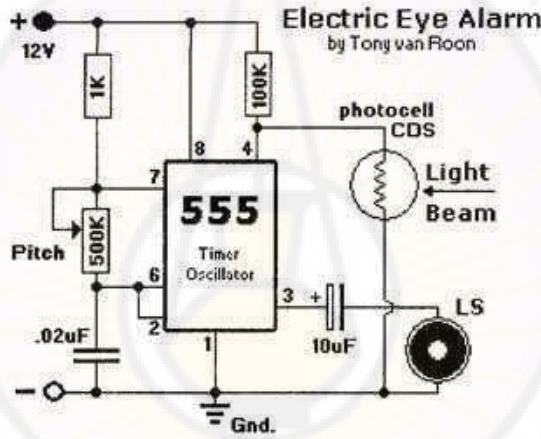
عندما يتعرض S_1 لحالة إغلاق بسبب حدوث ميل في مستواه حيث تغلق تماساته بواسطة حبيبة الزئبق فإن خرج الدارة يصبح عند المستوى العالي. وسيبقى الخرج عند هذا المستوى حتى ولو عاد المفتاح S_1 إلى وضعه البدائي. يمكن، عندئذ، استخدام هذا الجهد العالي لتشغيل دائرة تنبيه ضوئية أو صوتية. ويمكن إنهاء عملية التنبيه وإرجاع (Reset) الدارة بواسطة المفتاح S_2 .



شكل 72-5

مثال 8- دائرة تنبيه ضوئية Electric Eye Alarm:

تشبه هذه الدارة في عملها عمل دائرة كاشف الظلام المبينة في الشكل 5-73. تقوم الدارة بوظيفة مولد إشارة مربعة بتردد تتحكم به المقاومة ($500\text{ k}\Omega$) وتغذي الإشارة الحمل وهو هنا جهاز السماع. يؤدي ظهور الضوء إلى انخفاض كبير للمقاومة الضوئية الموصلة إلى الطرف 4 من الدارة 555 فينتج عن ذلك انخفاض الجهد الواقع على الطرف 4 ودخول الدارة بحالة إرجاع (Reset) وتوقفها عن تقديم إشارة إلى الحمل.



شكل 5-73

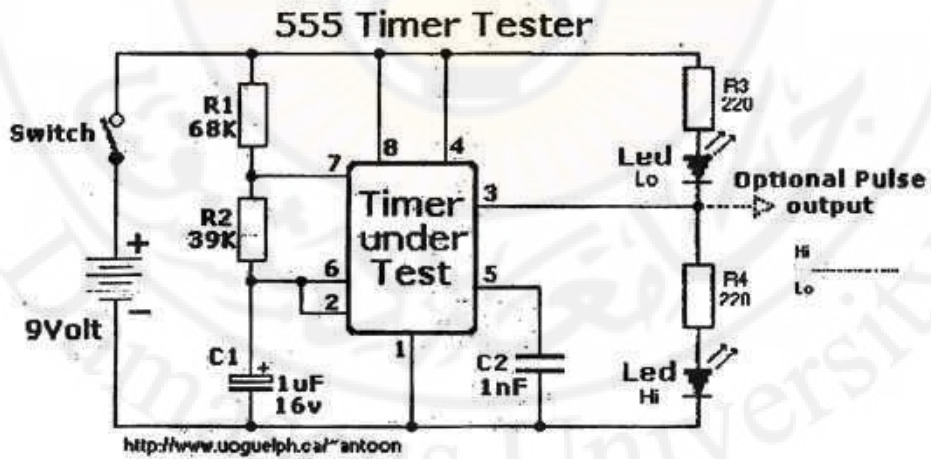
مثال 9- دائرة اختبار المؤقت 555:

إن دائرة الاختبار كما يبينه الشكل 5-74 هي دائرة وامض (Flasher) تتركب عليها دائرة المؤقت 555 موضوع الاختبار. يفترض أن دائرة الوامض، بوجود مؤقت سليم، تعطي موجة مربعة يمكن الدلالة عليها بواسطة الثنائين LED. فعندما يكون أحدهما في المستوى العالي يكون الآخر في المستوى المنخفض.

فمن أجل دارة 555 تحت الاختبار وسليمة، تكون عملية الوميض منتظمة. أما إذا كانت الدارة 555 تحت الاختبار غير سليمة فإنه يمكن أن يكون كلا الشائنين بحالة عدم إضاءة (Off) أو قد يكون أحدهما أو الاثنان معاً بحالة إضاءة تامة (On)، وقد يكون أحدهما أو الاثنان معاً بحالة إضاءة ضعيفة، ففي جميع هذه الحالات يكون الموقت 555 غير سليم. ويجب الانتباه إلى عدم تركيب الموقت 555 في القاعدة أو إخراجها من القاعدة عندما تكون التغذية الكهربائية مطبقة على الدارة.

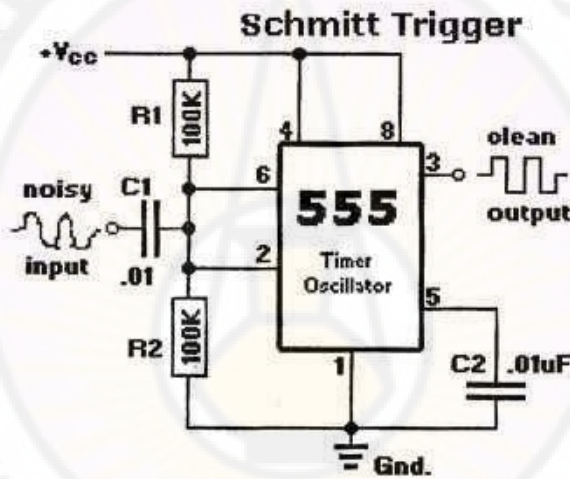
يمكن تغيير معدل عدد مرات الوميض بإعطاء قيم مختلفة لكل من C_1 و R_2 . عند الطرف 5 يوجد مكثف سيراميك (C_2) يفيد للتخلص من أي ضجيج. ويمكن إعطاء قيم لهذا المكثف تتراوح بين ($0.001 \mu F$) و ($0.01 \mu F$). وتعتمد قيم المقاومات (R_3 و R_4) الموصلة مع الشائتيات LED على نوع العنصر LED حيث يمكن أن يكون من أحد الأنواع التالية:

(regular, high, ultra bright, 2mm, 3mm, 5mm, etc.)



شكل 74-5

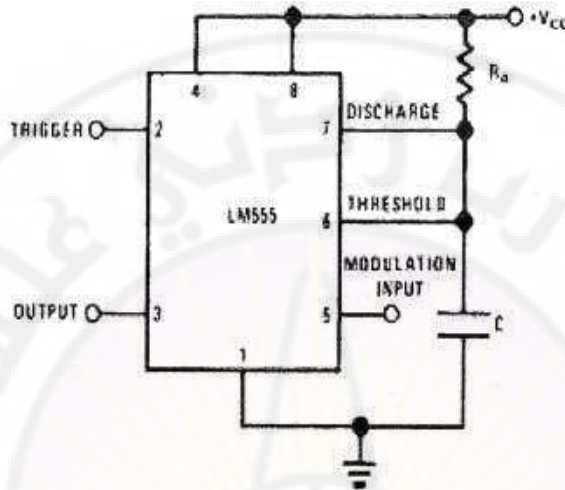
مثال 10- دائرة قادح شِمْتْ (Schmitt Trigger) تستخدم المؤقت 555:
 يبين الشكل 5-75 دائرة قادح شِمْتْ ويظهر على الشكل أيضاً إشارة دخل ذات ضجيج (إشارة غير نظيفة). يظهر جهد الخرج كإشارة مربعة "نظيفة" ويعني هذا أن دائرة قادح شِمْتْ تنظف إشارة الدخل الضجيجية. لقد مر معنا سابقاً أن هذه الدائرة تقوم بعمل دائرة عاكس أي أن هناك إزاحة في الطور بين إشارتي الخرج والدخل مقدارها 180 درجة.



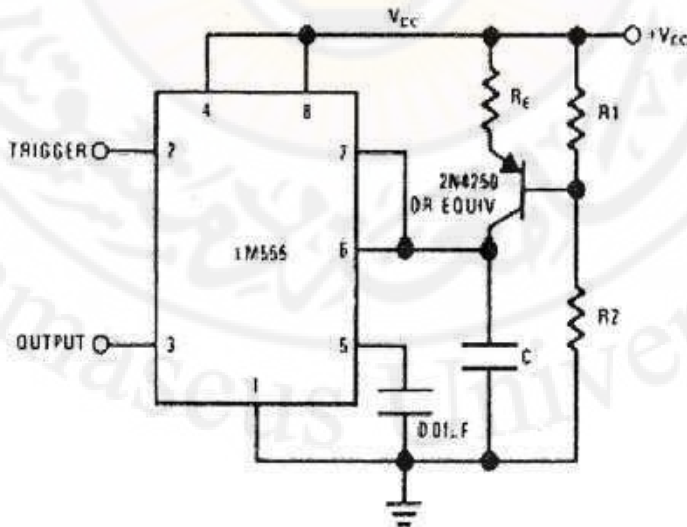
شكل 5-75

مثال 11- دائرة إشارة سن منشار خطية Linear Ramp:
 يبين الشكل 5-76 دائرة وحيد استقرار مجهزة بالمؤقت LM555 حيث، كما رأينا سابقاً، أن المكثف عندما يشحن يزداد الجهد على طرفيه وفق علاقة أسية أي أن معدل تزايد الجهد على طرفي المكثف ليس خطياً.

إذا استبدلنا المقاومة R_A بمصدر تيار ثابت كما بينه الشكل 5-77 فإننا نحصل على إشارة سن منشار ذات ميل خطي (Linear Ramp) كما بينه الشكل 5-78.



شكل 5-76- دائرة وحيد استقرار ذات معدل شحن أسي للمكثف

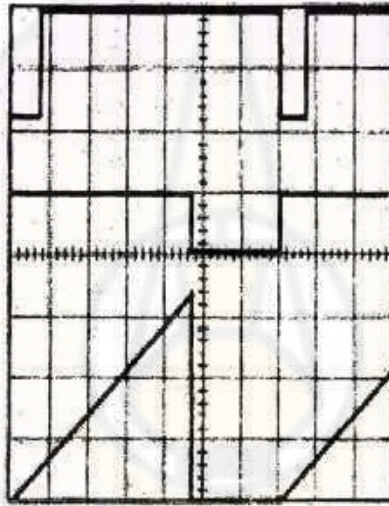


شكل 5-77- دائرة وحيد استقرار ذات معدل شحن خطي للمكثف

يعطى عرض إشارة سن المنشار (Time Interval) بالعلاقة التالية:

$$T = \frac{\frac{2}{3} V_{CC} R_E (R_1 + R_2) C}{R_1 V_{CC} - V_{BE} (R_1 + R_2)} \quad (5-53)$$

حيث ($V_{BE} \approx 0.6 \text{ V}$)



شكل 5-78- أشكال الموجات في الدارة الخطية لتوليد موجة سن المنشار

يبين الشكل 5-78 كلاً من إشارة الدخل (الإشارة العلوية) وكذلك إشارة الخرج (الإشارة الوسطى) أما إشارة سن المنشار (الإشارة السفلى) هي الإشارة على طرفي المكثف وهي إشارة ذات درجة عالية من الخطية. ونبين فيما يلي قيم العناصر والإشارات في هذه الدارة:

$$V_{CC} = 5 \text{ V}$$

$$R_1 = 47 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 2.7 \text{ k}\Omega$$

$$C = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$$

Top trace: Input 3 V/Div

Middle trace: Output 5V/Din

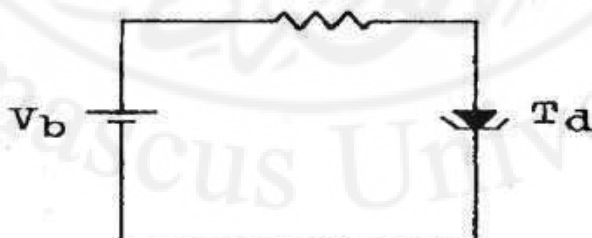
Bottom Trace: Capacitor Voltage 1 V/Div

Time = 20 μ Sec/Div

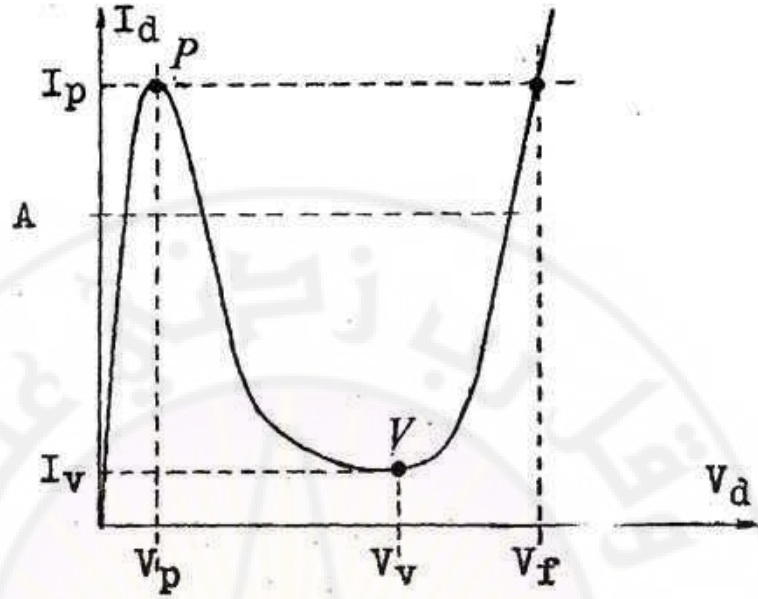
5-5- متعددات الاهتزاز بشنائي نفقي Tunnel Diode, T.D. (9-5):

مقدمة:

يبين الشكل 5-79 دائرة استقطاب الشنائي النفقي ويبين الشكل 5-80 منحنى خواصه حيث يلاحظ أنه بعد أن يصل الجهد المطبق عليه إلى جهد الذروة (V_p) يصل التيار إلى قيمة عظمى (I_p) ثم يتناقص بعد ذلك على الرغم من ازدياد الجهد حتى نقطة الوادي (V_V, I_V) ويتابع التيار في التزايد مع تزايد الجهد بدءاً من النقطة (V_V, I_V).



شكل 5-79 - دائرة استقطاب الشنائي النفقي



شكل 5-80 - منحنى خواص الثاني النفقي

تكون التوصيلية الديناميكية (Dynamic Conductivity) في المنطقة المحددة بين النقطتين V و P سالبة حيث يتمتع الثاني بوجود خاصية مقاومة سالبة بين هاتين النقطتين تعطى لها قيمة تقريبية ممثلة بالعلاقة التالية:

$$R_{-} \approx 0.4 \frac{V_v - V_p}{I_p - I_v} \quad (5-54)$$

وتقع قيمتها بمحدود ($10-100 \Omega$)، أما في المناطق الأخرى من المنحنى (أصغر من V_p وأكبر من V_v) تصبح المقاومة موجبة.

نلاحظ أنه من أجل قيمة معينة للتيار (A) تتراوح بين I_p و I_v تتحدد هناك ثلاثة قيم مختلفة للمجهود. فهذه الخواص تمثل تابعا للتيار متعدد القيم وتابع جهد ذا قيمة

واحدة. يعني هذا أن كل قيمة معينة من الجهد تقابلها قيمة واحدة فقط من التيار، لذلك يسمى الثنائي النفقي بعنصر ذي تحكم بالجهد $i(v)$.

يمكن تمثيل الثنائي النفقي، باعتبار منطقة المقاومة السالبة كمنطقة عمل، بدارة مكافئة مبينة على الشكل 81-5.

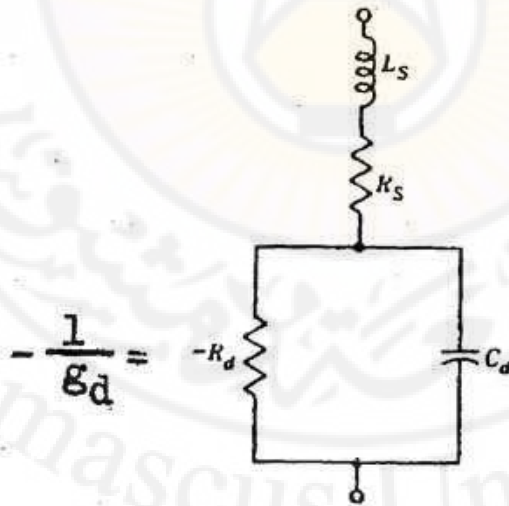
حيث:

C_d : هي سعة وصلة الثنائي (Junction Capacitance).

R_s : هي مقاومة تسلسلية تعتمد على نقاط التوصيل والموصلات وتتراوح قيمتها بحدود $(0.1 - 1 \Omega)$.

L_s : تحريض تسلسلي يعتمد الموصلات الداخلية وعلى أبعاد الثنائي وتتراوح قيمته بحدود $(1 - 1.5 \text{ nH})$.

$-g_d$: ميل منحنى الخواص عند نقطة العمل المفترضة وتساوي إلى di/dv .

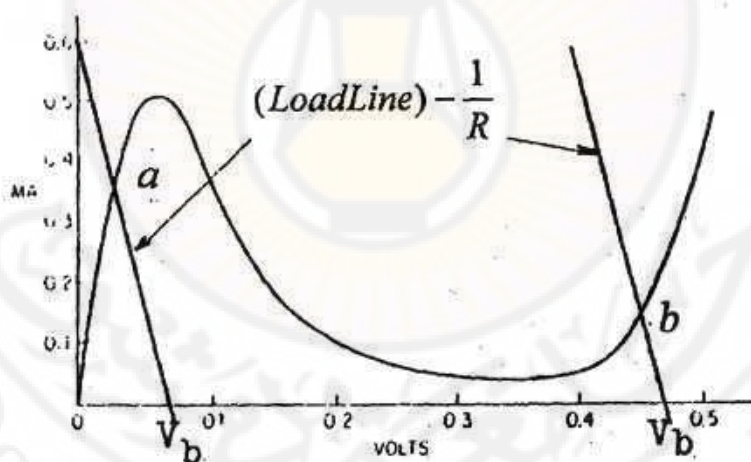


شكل 81-5- الدارة المكافئة للثنائي النفقي

إن كون الشائتي النفقي عنصر ذو مقاومة سالبة ذات تحكم بالجهد يفيد في استعماله كمكبر ومهتز ومبدل (Switch) عالي السرعة ويعتمد تحديد وظيفته على الاستقطاب ومقاومة الحمل كما يبينه الشكل 5-79.

وبحسب قيمة كل من V_b و R تتحدد شروط عمل الدارة. فالشكل 5-82 يبين قيمة معينة لمقاومة الحمل R (حيث تُحدد قيمتها بميل المستقيم المبين) ويمثل الجهد V_b جهد الاستقطاب. إن هذه الحالة تحدد نقطة تقاطع واحدة (a أو b) تقع على الجزء الموجب من منحنى الخواص لذلك تُعد نقطة عمل مستقرة حيث يفيد ذلك من أجل الحصول على دارة أحادي استقرار.

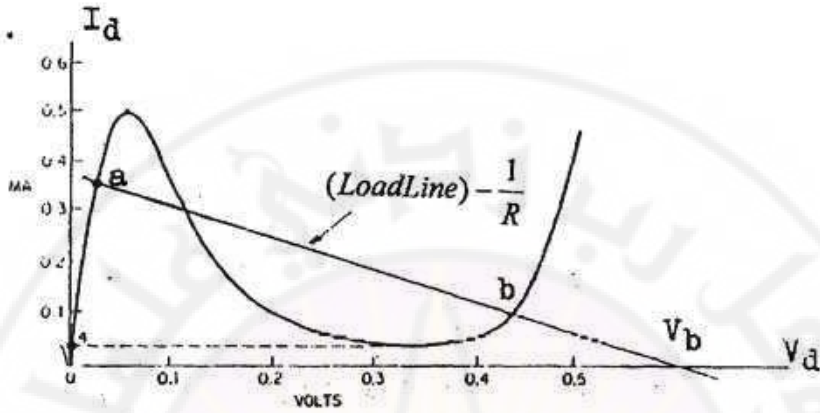
ومن أجل تحقيق حالة أحادي استقرار يجب أن تكون ($R < R_c$) حيث R_c تمثل ميل الجزء السالب من منحنى الخواص.



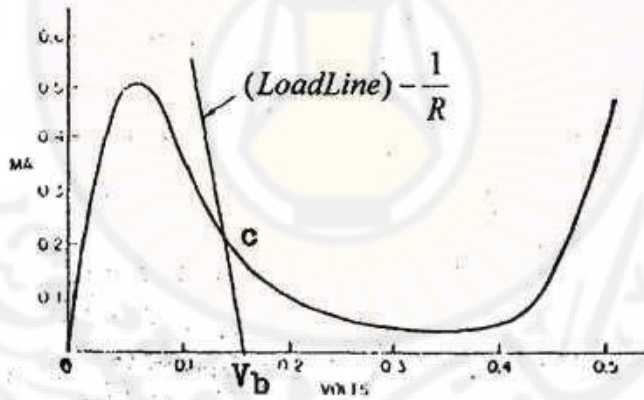
شكل 5-82 - تحديد حالة أحادي استقرار

ويبين الشكل 5-83 قيمة معينة لمقاومة الحمل R وجهد الاستقطاب V_b . إن هذه الحالة تحدد نقطتي تقاطع (a و b) تقعان على الجزء الموجب من منحنى الخواص

لذلك تعتبر هاتان النقطتان مستقرتين ويفيد ذلك من أجل الحصول على دائرة ثنائي استقرار . ومن أجل تحقيق حالة ثنائي استقرار يجب أن تكون $(R > R_c)$.



شكل 5-83- تحديد حالة ثنائي استقرار



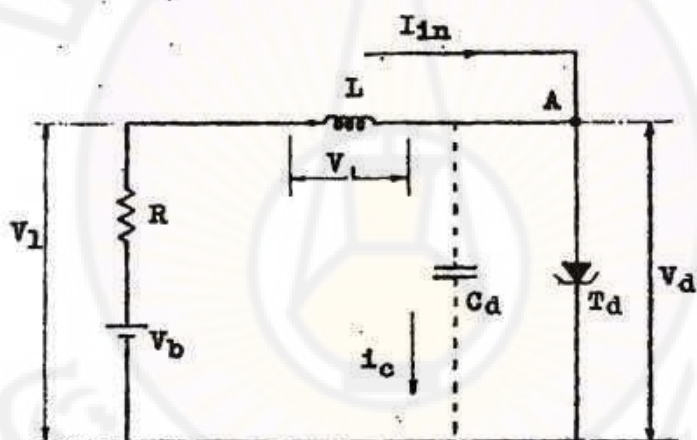
شكل 5-84- تحقيق حالة مولد لبطات

أما في الحالة المبينة في الشكل 5-84 فإن مقاومة الحمل وجهد الانحياز يحددان فيها نقطة عمل C تقع في المنطقة غير المستقرة من منحنيات الخواص ويفيدنا هذا

بالتالي في الحصول على دارة مهتز أو مولّد نبضات (دارة علم استقرار). ونلاحظ أنه من أجل تحقيق حالة علم استقرار يجب أن تكون ($R < R_+$)

5-5-1- دارة وحيد استقرار أساسية بشانتي لفي:

تُعَدُّ هذه الدارة من بين الدارات التي يمكن أن تؤمن عملاً منطقياً بتردد يزيد عن (100 MHz). يبين الشكل 5-85 دارة مبسطة لوحيد استقرار. ويشكل كل من R و V_b دارة الاستقطاب التي تحدد نقطة العمل I_b على منحني الخواص المبين في الشكل 5-86.

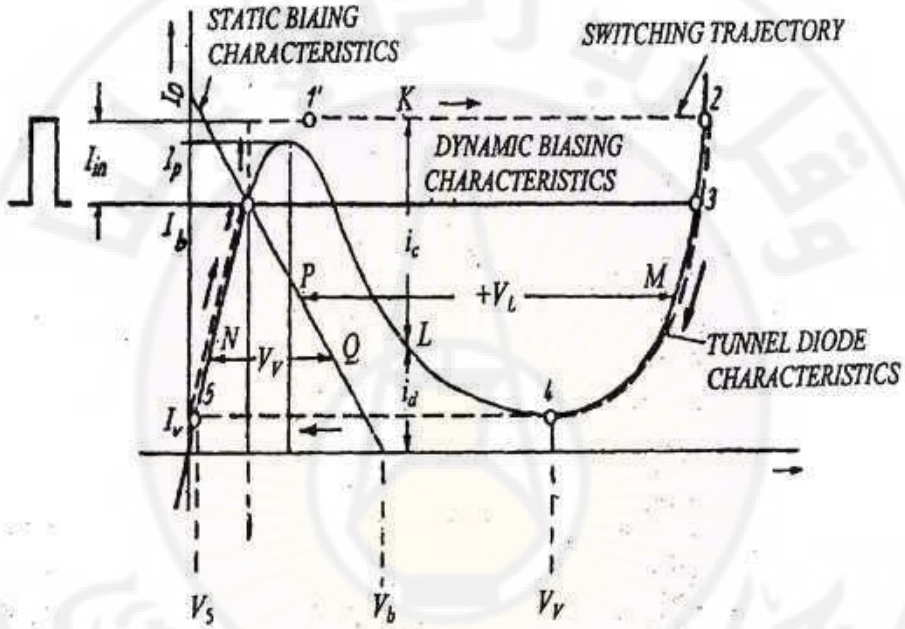


شكل 5-85- تحقق القيم المناسبة لكل من R و V_b

عمل دارة وحيد استقرار

وتعطي R قيمة أصغر من المقاومة السالبة (R_-) للشانتي النفقي. إن الغرض من الملف (الذي يُفترض أن له L كبير جداً) هو تشكيل ممانعة الحمل للتيار المتناوب (AC Load) كبيرة جداً أمام إشارة الدخل I_{in} عند تطبيق هذه الإشارة على المدخل

A. بمعنى أنه عند تطبيق إشارة تيار قفزة عند النقطة A فإن هذه الإشارة تذهب كلياً باتجاه الشنائي، وعندما يصبح التيار الكلي في الشنائي أكبر من قيمة تيار القمة (I_p) فإن نقطة العمل ستقفز من النقطة (1) إلى النقطة (2) دون المرور بمنحني الخواص السالب للشنائي النفقي بل كما يبينه الخط المنقط الذي هو مسار نقطة العمل.



شكل 5-86 - حركة نقطة العمل في حالة وحيد الاستقرار

يبين هذا المسار العلاقة بين التيار الكلي المار في الشنائي والجهد المطبق عليه. وهكذا، فإنه خلال الزمن الذي تقفز فيه نقطة العمل من (1) إلى (2) يكون تيار الشنائي مساوياً إلى $(I_{in} + I_b)$.

تعتمد سرعة الانتقال من النقطة (1) إلى النقطة (2) على السرعة التي تتمكن بها السعة (C_d) للثنائي من الشحن إلى الجهد الجديد. وبصورة هامة فإن المعدل اللحظي لتغير الجهد على طرفي المكثف يعبر عنه كما يلي:

$$dV_C / dt = i_C / C$$

حيث:

i_C هو تيار الشحن، و V_C هو جهد المكثف. في هذه الحالة، يمثل التيار i_C الفرق بين التيار الكلي ($I_{in} + I_b$) والتيار (i_d) كما يظهر على الشكلين 85-5 و 86-5 والمحدد بالمسافة KL، لذلك فإنه من أجل ثنائي معين يكون في ازدياد المسافة KL ازدياداً في سرعة هذا الثنائي في الاستجابة.

إذا فرضنا أن إشارة الدخل قد انتهت فإن نقطة العمل تنتقل إلى النقطة (3) وهي ليست على أية حال بنقطة مستقرة. وحيث إن التيار المار في الملف (L) يتناقص فإن نقطة العمل ستمر في النقطة (4).

إن سرعة الانتقال من النقطة (3) إلى النقطة (4) تعتمد على سرعة تغير التيار في الملف (L). وبصورة عامة يمكن كتابة معادلة تغير التيار في الملف كما يلي:

$$d i_L / dt = V_L / L$$

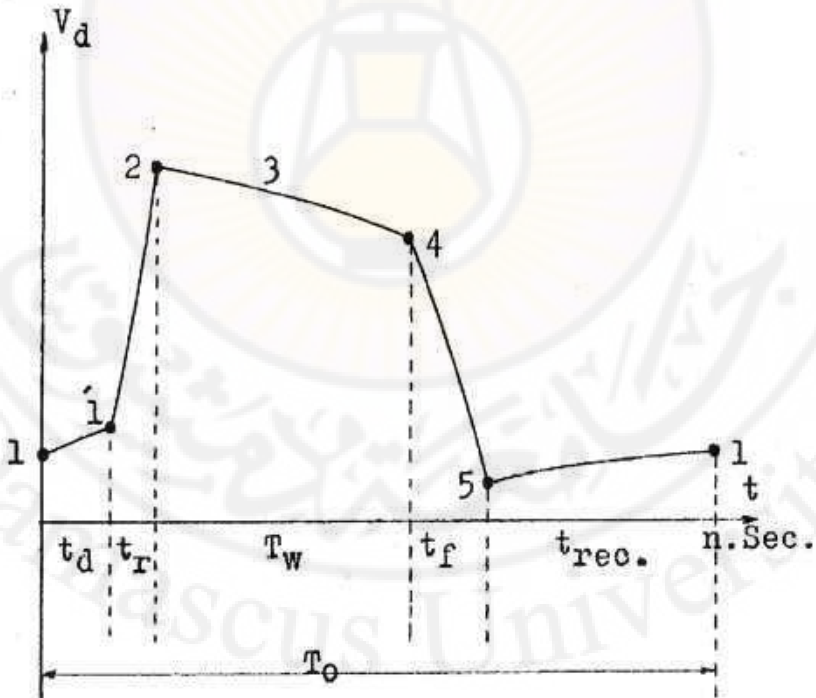
حيث:

V_L : هو الجهد على الملف ويساوي الفرق بين جهد الانحياز (V_1) وجهد الثنائي (V_d) وقد مُثل بالمسافة (PM) المبينة على الشكل 86-5. وهكذا فمن أجل قيمة محددة من (L) تعتمد سرعة انتقال نقطة العمل من النقطة (3) إلى النقطة(4) على سرعة تغير (PM) أي على قيمة (L). وقبل الوصول إلى النقطة (4) فإن التيار

في (L) يستمر في التناقص نظراً لأن الجهد (V_L) لا يساوي الصفر. وبعد هذا تقفز نقطة عمل الثنائي إلى النقطة (5) دون أن تمر بمنطقة المقاومة السالبة.

لا تُعدُّ النقطة (5) نقطة مستقرة نظراً لأن (V_L) لا تزال غير مساوية للصفر، ونلاحظ هنا بأن (V_L) قد غيرت اتجاهها حيث يؤدي هذا إلى أن تيار الملف يسزداد حتى يصل إلى النقطة (1) وهنا أيضاً أنه من أجل قيمة محددة من (L) وكلما كانت المسافة (QN) كبيرة يصبح انتقال نقطة العمل من (5) إلى (1) أسرع. أما النقطة (1) التي هي نقطة العمل الابتدائية فهي مستقرة نظراً لأن كلا من (V_L) و (V_C) يكونان عندئذ مساويان للصفر.

إن الجهد (V_d) الذي يحدده مسار نقطة العمل المبين على الشكل 5-86 يبينه الشكل 5-87 كتابع للزمن.



شكل 5-87- نبضة الخرج

يبين الشكل 5-87 إشارة الخرج للدائرة السابقة خلال دورة زمنية كاملة حيث قسمت زمنياً كما هو مبين، ويبدو أن هناك زمن تأخر قبل أن ترتفع النبضة بسرعة ويعود السبب في ذلك إلى كون (i_c) صغيرة في المنطقة المجاورة للذروة على منحنى خواص الثنائي المبين في الشكل 5-86 وهي المسافة المحددة بين النقطة (1) والنقطة (1') على الشكل 5-87.

حساب أزمان نبضة الخرج:

حساب زمن التأخير (t_d) :

إذا سمينا مقدار زيادة التيار عن الذروة، بعد تطبيق الإشارة على الثنائي، بالتيار الفائض (ΔI) أي:

$$\Delta I = I_b + I_{in} - I_p$$

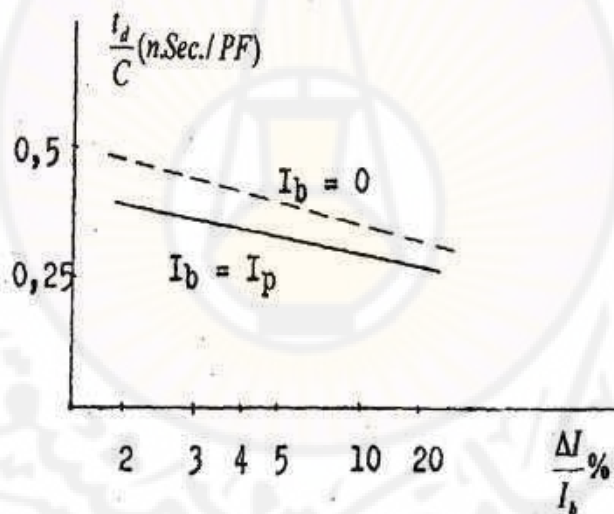
فإن زمن التأخير يتناقص بتزايد (ΔI) ويعطى بالعلاقة التالية:

$$t_d \approx \frac{\pi}{6} \frac{C_d}{\sqrt{I_p \Delta I}} \Delta V \quad (5-55)$$

وبالنسبة للبعض أيضاً، ومن أجل قيم صغيرة من (ΔI) فإن زمن التأخير يتناسب مع $(\frac{C_d}{\Delta I})$. أما ما يخص (ΔV) فإنه يعطى كما يلي: $(\Delta V = V_f - V_p)$ ويبين الشكل 5-88 العلاقة بين كل من (t_d) و (ΔI) .

حيث: (C) بالفاراد، (ΔI) بالأمبير. نلاحظ من هذا أن النسبة $(\frac{I_p}{C_d})$ تمثل عامل نوعية للثنائي النفقي. ونبين في الجدول التالي قيم الجهود لأنواع الثنائيات المختلفة وكذلك النسبة (I_p/I_V) لها.

Diode	V_p , Volts	V_V , Volts	V_f , Volts	I_p/I_V
Ge	0,055	0,35	0,5	8 - 10
Si	0,065	0,4	0,7	3 - 4
AsGa	0,15	0,5	1,1	15



آ- حالة ($I_b = I_p$) وهي تحدد الحساسية العظمى للدائرة

ب- حالة ($I_b = 0$) أي الاستقطاب يساوي صفراً

شكل 5-88- علاقة تغير زمن التأخير مع درجة الحيز الثاني النفقي

حساب زمن الصعود (Rise Time, t_r):

يمكن أن تعطينا دارة وحيد استقرار بشائني نفقي نبضات خرج سريعة جداً ويمكن أن يعطى زمن صعودها بالعلاقة التقريبية التالية:

$$t_r = C_d \frac{V_f - V_p}{I_p - I_v} \quad (5-56)$$

وهذا يدل على أنه يجب أن تكون النسبة (I_p / C_D) أكبر ما يمكن من أجل الحصول على عملية تبديل (Switching) سريعة وقد أمكن الحصول على نبضات ذات زمن صعود أقل من (50 P. Sec).

وبالرجوع إلى الجدول السابق يمكن كتابة ما يلي:

$$V_f - V_p \approx 0,5 \text{ V} \quad (\text{Germanium})$$

$$\approx 0,7 \text{ V} \quad (\text{Silicon})$$

$$\approx 1 \text{ V} \quad (\text{As Ga})$$

$$t_r \approx C / 2 I_p \quad (\text{Germanium})$$

$$\approx \frac{C\sqrt{2}}{2I_p} \quad (\text{Silicon})$$

$$\approx C / I_p \quad (\text{As Ga})$$

حساب عرض النبضة (T_w):

يعطى عرض النبضة بالعلاقة التالية:

$$T_w = \frac{L}{R + R_-} \ln \left[1 + \frac{I_p - I_v}{I^- - (I_p - I_v)} \right] \quad (5-57)$$

فكما يبدو من هذه العلاقة أن (L) تتحكم بعرض النبضة، حيث:

$$I^- = \frac{V_V - V_P}{R + R_-}$$

حساب زمن الهبوط (t_f) (Fall Time):

يعطى زمن الهبوط بالعلاقة التالية:

$$t_f \approx C_D \frac{V_V - V_S}{I_V} \quad (5-58)$$

حساب زمن الاستعادة (t_{rec}) (Recovery Time):

يعطى زمن الاستعادة بالعلاقة التالية:

$$t_{Rec} \approx \frac{3L}{R + R_+} \quad (5-59)$$

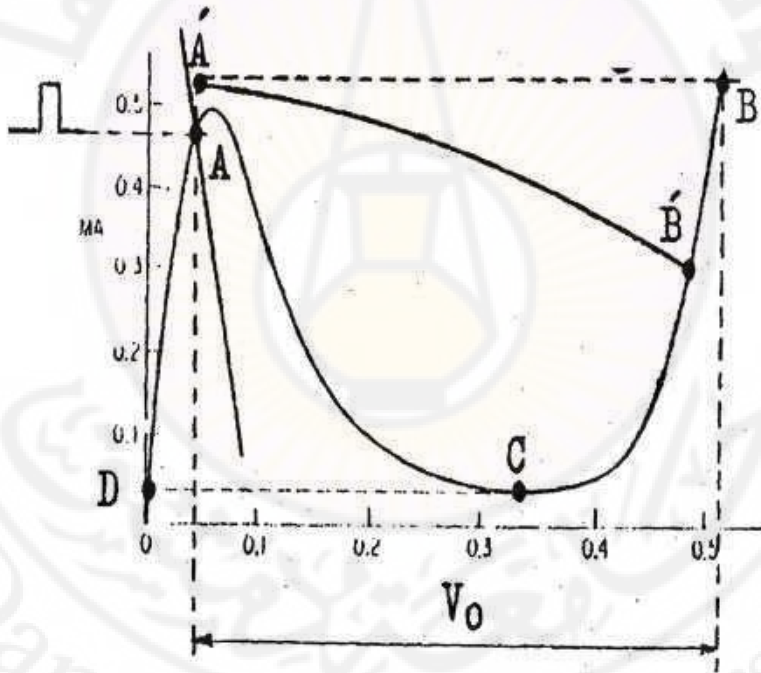
حيث: (R_+) هي المقاومة المتوسطة للثنائي في منطقة الجهد المنخفض (بين النقطة 5 والنقطة 1).

تبين العلاقة (5-56) أن زمن الصعود يعتمد على الثنائي وعلى السعة على طرفيه، بينما يعتمد زمن التأخير [العلاقة (5-55)] على مقدار التجاوز (ΔI) وكذلك على نقطة الاستقطاب. وأما عرض النبضة، فإنه يعتمد كما يبدو على (L) أيضاً، إلا أن هذا لا يعني أنه يمكننا أن نجعل قيمة (L) صفرًا من أجل الحصول على قيمة للزمن (T) أصغر مما يمكن فمن الخطأ أن نعتقد بعدم ضرورة (L).

في الواقع أنه بعد تطبيق نبضة سريعة على الثنائي النفقي وإذا كان التحريض (L) كبيراً فإن جزءاً مهماً من تيار النبضة سيمر في الثنائي مما يؤدي على قفز سريع باتجاه النقطة (B') كما يبينه الشكل 5-89.

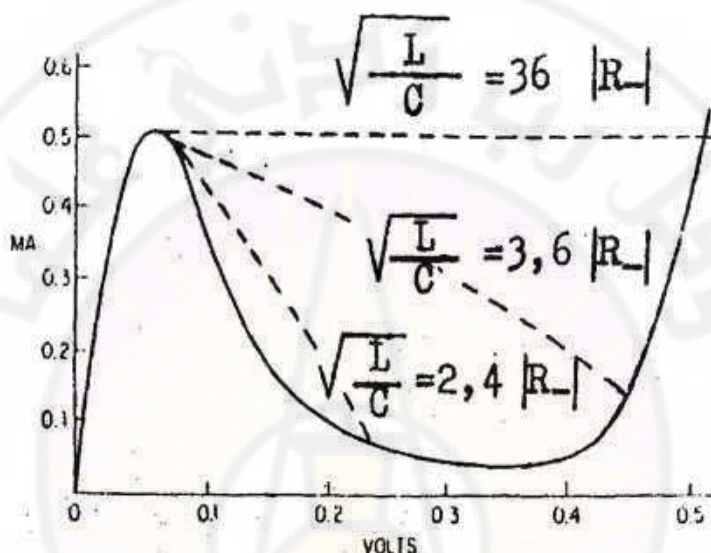
إن وضع النقطة (B') يعتمد على قيمة ممانعة (L) وكذلك على زمن صعود نبضة القدح. وتكون النقطة (B) هي الوضع للنقطة (B') عندما يمر تيار نبضة القدح كلياً في الثاني.

يبدو من هذا أنه بتناقص قيمة التحريض (L) يتناقص مطال إشارة الخرج لكن يتناقص، أيضاً، زمن الدورة الزمنية $[t(1 \rightarrow 1)]$ لهذه الإشارة. يفيدنا هذا في الواقع في الحصول على دارة وحيد استقرار ذات معدل عد عالي وذلك بتصغير قيمة (L) إنما يجب أن نأخذ بالحسبان تناقص مطال نبضة الخرج.



شكل 5-89- تتعلق حركة مسار النقطة عبر منطقة المقاومة السالبة على قيمة (L)

بين الشكل 5-90 مسار نقطة العمل من أجل قيم مختلفة من (L) . فمن أجل قيم صغير من (L) لن يبقى تيار الثنائي ثابتاً عند انتقال نقطة العمل كما ظهر في الشكل 5-86.



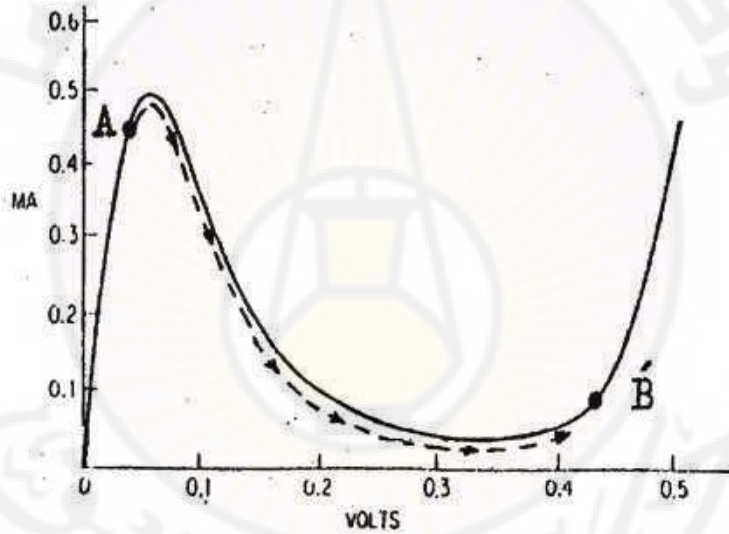
شكل 5-90

وإنه عند $(L = 0)$ ستنقل نقطة العمل من (A) إلى (B') كما بينه الشكل 5-91 دون أن تترك خط خواص الثنائي ويؤدي هذا إلى ازدياد زمن صعود نبضة الخرج. ولا يمكن عندها تطبيق القوانين السابقة في حساب زمن الصعود وزمن الهبوط حيث يعطى عندها زمن الصعود بالعلاقة التالية:

$$t_r = \int_{V_A}^{V_B'} \frac{C.dV_C}{i_C(t)} = \int_{V_A}^{V_B'} \frac{C.dV_C}{i - i_d} \quad (5-60)$$

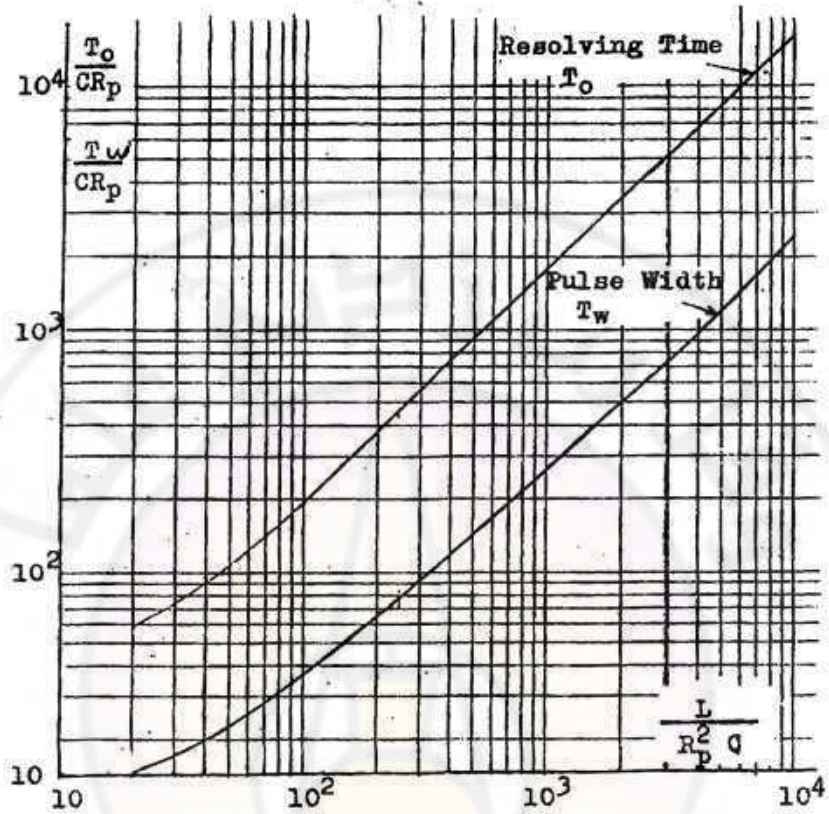
وهذا الزمن هو الزمن اللازم من أجل شحن المكثف C_d .

حيث: i_c = تيار المكثف، i_d = تيار الثنائي، $i = i_c + i_d$ = التيار الإجمالي وهو أصغر بكثير من التيار I_p خلال جزء كبير من زمن الصعود. إن هذا يدل على أن الكمية الممثلة بالتكامل قد ازدادت قيمتها كثيراً، فزمن الصعود يزداد كثيراً في حال كون L ذات قيمة صغيرة، ولكن ازدياد قيمة L يؤدي إلى ازدياد عرض النبضة T . لذلك يمكن الاتفاق على اختيار قيمة معينة للملف بحيث يكون $(T + t_r)$ أصغر ما يمكن، وعادة تعطى L قيمة قريبة من (100 nH) .



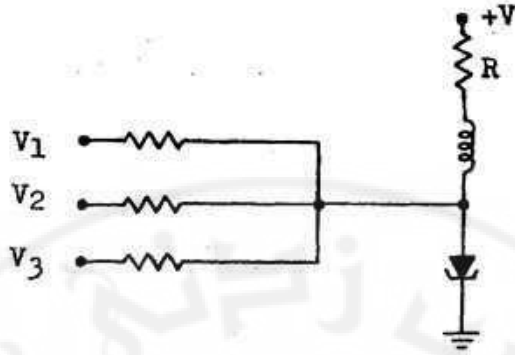
شكل 5-91

يمكن اعتماداً على المخطط البياني المبين في الشكل 5-92 إيجاد علاقة تربط بين L وكل من عرض النبضة T (عرض النبضة عند منتصف الارتفاع) وزمن الإشغال T_o (Resolving Time, T_o) وذلك من أجل ثنائي محدد، حيث: $(R_p = V_p / I_p)$.



شكل 5-92 - مخطط تصميمي يساعد في حساب عناصر دائرة التشكيل

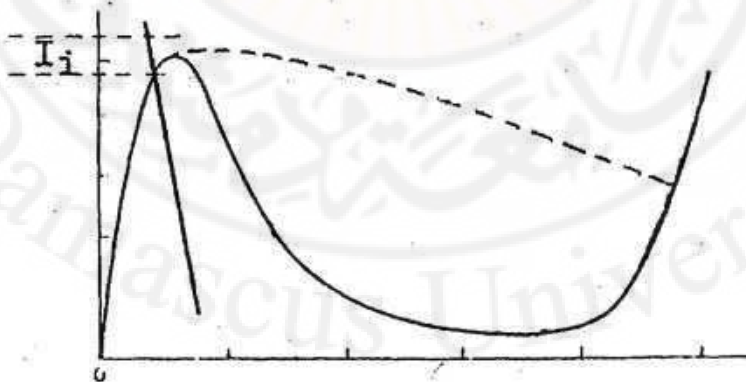
ويمكن بإجراء بعض التعديلات على الدارة الأساسية وجعلها بعدة مداخل حسب ما يبينه الشكل 5-93. يمكن لهذه الدارة أن تحقق وظيفة دائرة OR أو دائرة AND وهذا يعتمد على موقع نقطة العمل في هذه الدارة. فمن أجل قذح الدارة فإنها تحتاج إلى نبضة دخل ذات مطال وعرض كافيين من أجل نقل الثنائي من منطقة ذات مقاومة موجبة إلى منطقة ذات مقاومة سالبة وإنه يكفي أن تحتاز إشارة الدخل هذه العتبة المحددة حتى تتم عملية القذح.



شكل 93-5

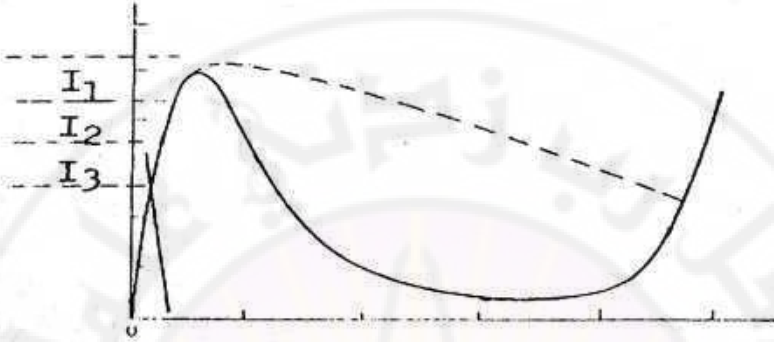
فإذا حُدِدت نقطة عمل الدارة كما هو مبين في الشكل 94-5 فإن إشارة دخل واحدة من بين عدة مداخل (N) ذات مطال محدد ستكون كافية لتجاوز عتبة القدرح فنكون بذلك قد حققنا عملية OR.

وإذا كانت نقطة العمل محددة كما هو مبين في الشكل 95-5 وإذا كانت جميع المداخل مجتمعة ضرورية من أجل قدح الدارة فنكون بذلك قد حققنا عملية AND. فإذا ظهرت إشارات الدخل (V_1, V_2, V_3) معاً في نفس اللحظة على مداخل الدارة فإن نقطة العمل ستتجاوز العتبة وسيتم القدرح.



شكل 94-5- تحقيق وظيفة دائرة OR

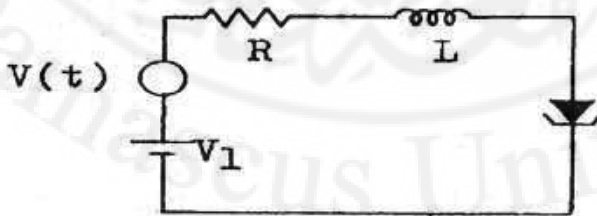
وباختيار نقطة عمل أعلى بقليل من نقطة العمل السابقة فإنه، من أجل قدح الدارة، يكفي ظهور أي إشارتي دخل فقط وبنفس الوقت من أصل الإشارات الثلاثة السابقة فنكون بذلك قد حققنا وظيفة منطقية جديدة.



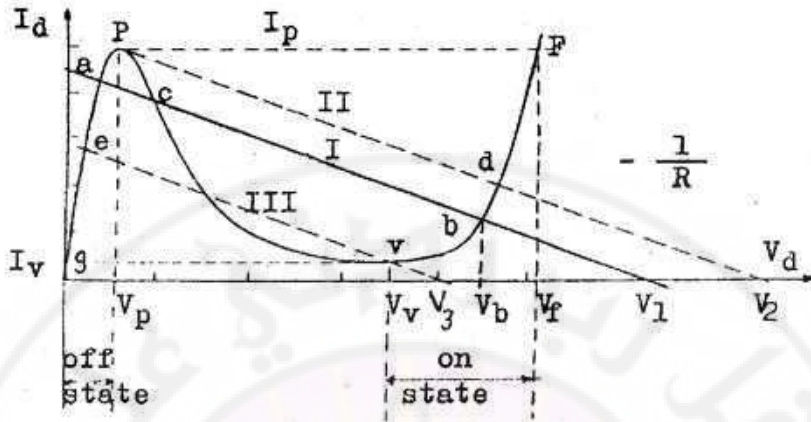
شكل 5-95- تحقيق وظيفة دارة AND

5-5-2- دارة ثنائي استقرار بشائني نفقي:

من الدارة المبينة في الشكل 5-96 ومنحنيات الخواص المبينة في الشكل 5-97 وباختيار قيمة مناسبة لمقاومة الحمل R بحيث يكون $(R > R_-)$ وقيمة جهد التغذية V_1 فإنه يتحدد لدينا ثلاثة نقاط تقاطع هي (a, b, c) حيث يكون منها نقطتان مستقرتان (a, b) لوقوعهما على الجزء ذي الميل الموجب من منحنى الخواص، أما النقطة (c) فهي نقطة غير مستقرة.



شكل 5-96



شكل 5-97- تحقيق حالة ثنائي استقرار باختيار مناسب لكل من R و V_1

لنفرض أن الدارة كانت موجودة في الحالة المستقرة الممثلة بالنقطة (a) وأنه تم تطبيق إشارة دخل $V(t)$ أو $i(t)$ بحيث إن خط العمل السابق (I) يتأرجح ليأخذ الوضع (II) من أجل $[V(t) = V_2 - V_1]$. إن نقطة العمل تنتقل إلى P ثم تقفز إلى F بسرعة كبيرة ثم تنتهي عند d. وإذا انتهت إشارة الدخل وأصبحت تساوي الصفر فإن نقطة العمل ستأخذ مكان نقطة الاستقرار الثانية b.

إن جهد الخرج يمثل في هذه الحالة تغيراً سريعاً في القيمة بين V_p و V_f بسبب تطبيق إشارة دخل موجبة والتي يجب أن تكون قيمتها أكبر من $(V_p + I_p R - V_1)$ بالنسبة لإشارة جهد أو $(I_p + V_p/R - I)$ بالنسبة لإشارة تيار. يعني هذا أيضاً أن إشارة الدخل يمكن أن تأخذ أي شكل كان، وأما إشارة الخرج فتتحدد بتغير سريع جداً بين قيمتين V_p و V_b في حال تطبيق نبضة دخل قصيرة. ويمكن أن يكون الزمن اللازم لهذا الانتقال بين حالة الجهد المنخفض [المستوى (0)] وحالة الجهد المرتفع [المستوى (1)] أقل من النانو ثانية.

تبقى نقطة العمل عند نقطة الاستقرار الثانية b طالما أنه لم تطبق إشارة دخل معاكسة في الاتجاه لإشارة الدخل الأولى. فإذا طبقت نبضة سالبة قيمتها:

$$[V(t) = V_1 - V_3]$$

فإن خط العمل يتراوح من الحالة (I) إلى الحالة (III) وتنتج نقطة العمل من b إلى v ثم تقفز بسرعة إلى النقطة g بتيار يساوي إلى I_p وتنتهي إلى الوضع e طالما أن إشارة الدخل السالبة مازالت موجودة. وإذا كانت إشارة الدخل نبضة قصيرة فإن الوضع الأخير لنقطة العمل هو نقطة الاستقرار الأولى a .

إن منطقة الجهد المنخفض (المستوى 0) أو حالة القطع (Off) هي المنطقة المحددة بين صفر وجهد الذروة (V_p) بينما تتحدد الحالة (On) بالمنطقة الواقعة بين (V_f) و (V_v) وهي الحالة (1).

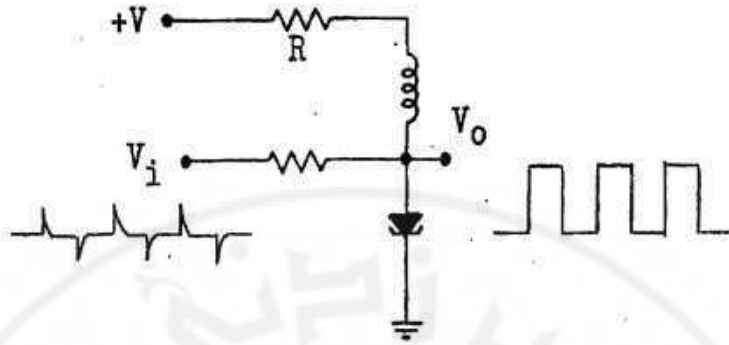
إن سرعة النقل بين هاتين الحالتين هي عالية جداً وتعطى بالعلاقة التالية:

$$t_r \approx C \frac{V_f - V_p}{I_p - I_v} \quad (5-61)$$

يدل هذا على أن t_r يمكن إنقاصها وذلك بإنقاص قيمة (C/I_p) التي تكافئ إنقاص (C/g_d).

حيث: ($g_d = 1/R_d$) أما R_d فهي قيمة المقاومة السالبة للثنائي.

يبين الشكل 5-98 دائرة ثنائي استقرار طبق عليها نبضات مزدوجة القطبية وقد تم شرح عملها سابقاً.

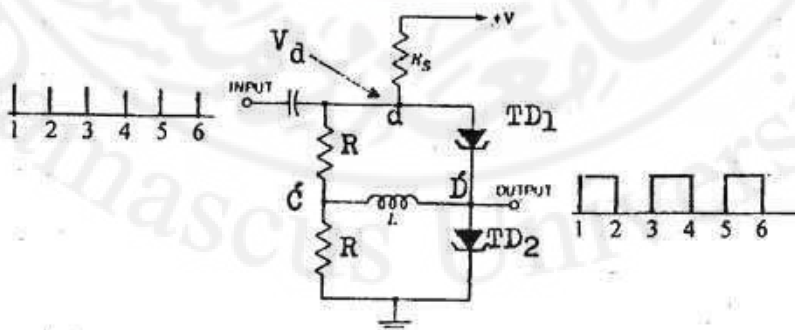


شكل 5-98- دائرة ثنائي استقرار نبضات دخل مزدوجة القطبية

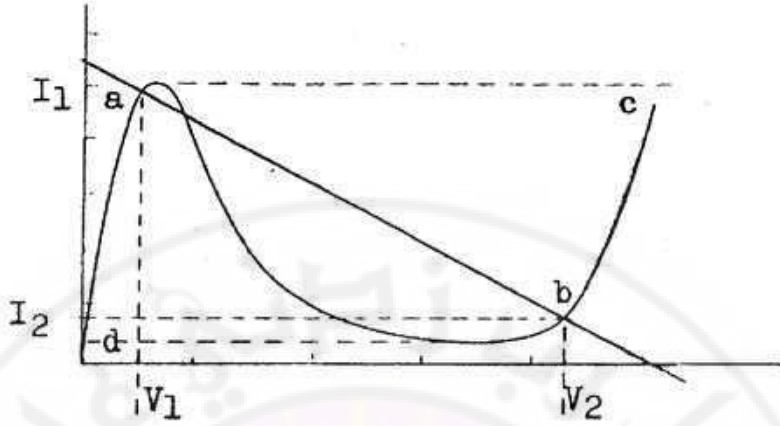
أما الشكل 5-99 فيبين دائرة ثنائي استقرار نبضات دخل من نفس القطبية. يتم اختيار المقاومة R بطريقة أن نقطتي العمل الثابتين للثنائي الواحد تحدّدان قرب الذروة وقرب الوادي كما يبينه الشكل 5-100 ويمكن حساب قيمة المقاومة R بالعلاقة التقريبية التالية:

$$R \approx V_V / I_P$$

يُحدّد الجهد V_d بحيث إن أحد الثنائين يكون عند الجهد المنخفض (النقطة a) ويكون الثنائي الآخر عند الجهد المرتفع (النقطة b) أما جهد النقطة d فإنه يساوي إلى $(V_d = V_1 + V_2)$ ويؤدي هذا إلى أن الفرق بين تيارَي الثنائين سيمر في الملف L .



شكل 5-99



شكل 5-100

ملاحظة: إن R_S ضرورية جداً ويجب أن تعطى قيمة كبيرة جداً حتى لا يسمح بقصر نبضات الدخل إلى الأرض.

نفرض أن الدارة كانت موجودة في الحالة (I) وهي كما يلي:

- T_{D1} في النقطة b.

- T_{D2} في النقطة a.

فيكون اتجاه التيار المار في الملف كما يلي: ($C' \rightarrow D'$).

فإذا طبقنا الآن نبضة موجبة عند مدخل الدارة فإن النقطة a للشئائي التي تشير إلى حالة الجهد المنخفض ستجاوز التيار I_p وسيقفز T_{D2} نحو الجهد العالي ومن ثم سيستقر عند النقطة b ماراً بالنقطة c وسيجبر T_{D1} على ترك النقطة b والاتجاه نحو النقطة a ماراً بالنقطة d أي أنه سيكون قد تم الانتقال إلى الحالة (II) المحددة كما يلي:

- T_{D1} في النقطة a، منطقة الجهد المنخفض.

- T_{D2} في النقطة b، منطقة الجهد العالي.

وسيعكس التيار المار في الملف اتجاهه وسيأخذ الاتجاه التالي: ($D' \rightarrow C'$).

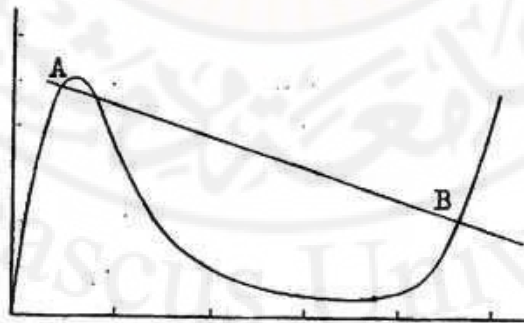
إن تناقص التيار المار في الملف بسبب انعكاس اتجاهه سيؤدي إلى تخفيض جهد في الملف يكون اتجاه قطبيته بحيث إنما تجبر الثنائي الذي كان في حالة الجهد المرتفع أي المستوى (1) أن ينتقل إلى الجهد المنخفض أي المستوى (0).

وبتطبيق نبضة موجبة ثانية ستعود الدارة إلى الحالة الأولى، وهكذا فإن كل زوج من نبضات القدح يعطي دورة تبديل (Switching Cycle) كاملة. ومن هذا ينتج أنه تتم عملية تقسيم تردد على اثنين لنبضات إشارة دخل متكررة باستعمال الدارة السابقة.

إن L يجب أن تكون كبيرة جداً لكي تؤمن عملية قدح صحيحة لنفس الأسباب التي ذكرت سابقاً، فثابت الزمن التحريضي للدارة (L / R_{eq}) يجب أن يكون أكبر من عرض نبضة القدح حيث:

$$R_{eq} = \frac{V_p}{I_p} + \frac{R(R_o + R)}{R_o + 2R} \quad (5-62)$$

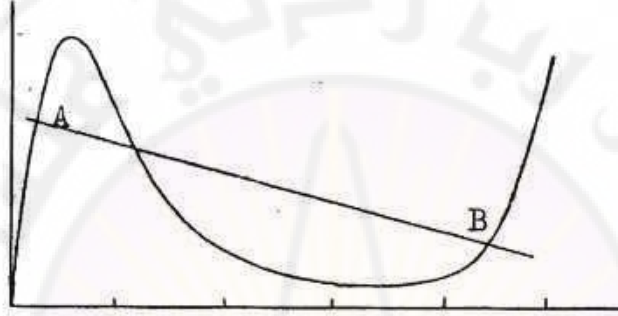
ومن جهة أخرى يجب أن يكون (L / R_{eq}) أصغر ما يمكن من أجل جعل زمن الاستعادة (t_{rec}) بالحد الأصغر وبالتالي لتأمين معدل عد عالي.



شكل 5-101- الدارة أكثر حساسية للنبضات الموجبة

إذا كان وضع النقطة A، كما يبينه الشكل 5-101، قريباً من الذروة ووضع النقطة B بعيداً عن الوادي فإن الدارة تكون أكثر حساسية للنبضات الموجبة منها للنبضات السالبة.

أما إذا كانت A بعيدة عن الذروة وكانت B قريبة من الوادي كما يبينه الشكل 5-102 فإن الدارة تصبح أكثر حساسية للنبضات السالبة منها للموجبة.

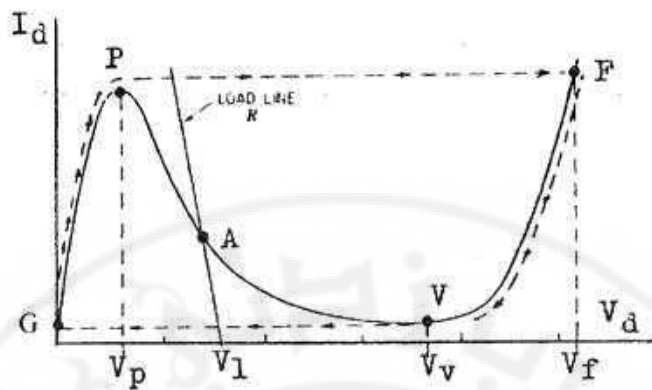


شكل 5-102- الدارة أكثر حساسية للنبضات السالبة

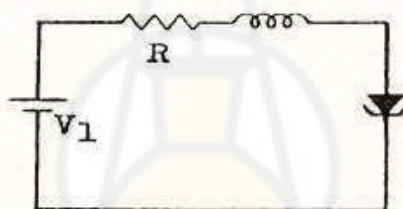
5-5-3- دارة علم الاستقرار بثنائي نفقي:

إن شروط الانحياز لهذه الدارة هي كما يبينه الشكل 5-103 فنقطة العمل A هي نقطة غير مستقرة لوقوعها على الجزء ذي المقاومة السالبة من منحنى الخواص وهذا يعني أن نقطة العمل لا يمكن أن تبقى عند النقطة A.

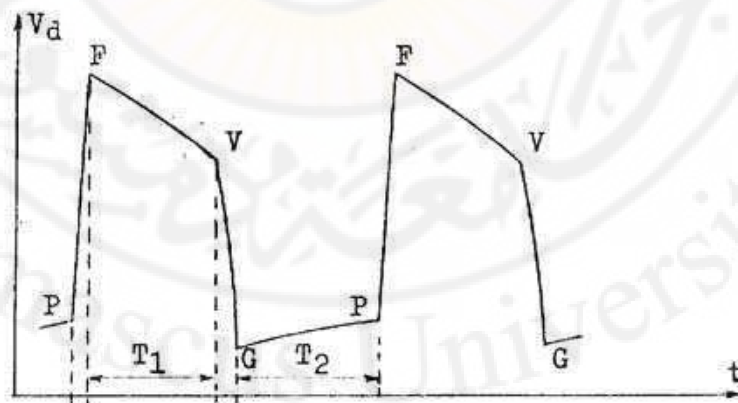
إن عمل الدارة الأساسية المبينة في الشكل 5-104 يبدأ عند تطبيق منبع التغذية فيزداد التيار حتى يصل إلى قيمة تيار الذروة فيقفز الثنائي إلى النقطة F وهي حالة الجهد المرتفع، ويصبح الجهد على طرفي الثنائي أعلى من جهد التغذية، ويبدأ عندها التيار بالتناقص نحو النقطة V، ثم تقفز نقطة العمل إلى G ثم تتابع نحو P وعندها تتم دورة عمل كاملة لتبدأ دورة أخرى بنفس الطريقة. وهكذا تنتج إشارة الخرج المبينة في الشكل 5-105 وهي تشبه نبضة دارة وحيد استقرار متكررة دورياً.



شكل 103-5- شروط الاستقطاب من أجل الحصول
على دائرة مولّد نبضات



شكل 104-5



شكل 105-5- إشارة الخرج لدائرة عديم الاستقرار

تقاس أزمان جهتي الصعود والهبوط الممثلتين للتحويل السريع لجهد الخرج بين النقاط $(P \rightarrow F)$ و $(V \rightarrow G)$ بالعلاقات التي أعطيت في بحث دائرة وحيد الاستقرار. وبإهمال هذين الزمنين أمام $(T_1 + T_2)$ حيث إن T_1 تمثل زمن الانتقال من F على V ، وتمثل T_2 زمن الانتقال من G إلى P فإنه يمكن حساب قيمة العلاقة $[1 / (T_1 + T_2)]$ التي هي قيمة تردد إشارة الخرج، وقد أعطيت قيمة كل من T_1 و T_2 في علاقات سابقة لدائرة وحيد الاستقرار.

يلاحظ أن كلا من T_1 و T_2 تتناسبان مع L ، الذي يُعدُّ ضرورياً، كما أوضحنا سابقاً، لكي يُقَي تيار الثنائي ثابتاً خلال الانتقال $(P \rightarrow F)$ و $(V \rightarrow G)$. تُعدُّ النسبة (I_p / C_d) كعامل نوعية للثنائي النفقي من أجل تردد عمل يزيد عن (1000 MHz) ويجب أن تساوي هذه النسبة (0.1 mA) لكل (1 pico F.) على الأقل.

إن من مميزات دوائر الثنائي النفقي هي بساطة تصميمها وسرعتها العالية بالإضافة إلى إمكانية تكبير قدرة وهي ذات استهلاك قدرة ضعيف وذات حساسية ضعيفة للإشعاعات وللحرارة. أما من عيوب الثنائي النفقي فهي أنه عنصر ذو قطبين فقط حيث يرتبط مدخله مع مخرجه. ومن عيوبه صغر الممانعة وصغر إشارة الخرج التي يعطيها.

الفصل السادس

دارات أخذ العينات ومسكها Sample and Hold Circuits

مقدمة [1, 4, 8, 10, 15-20].

شهدت السنوات الأخيرة من القرن الماضي قفزة تكنولوجية تمثلت بالتطور الهائل للأنظمة الإلكترونية الرقمية والتي غزت مختلف مجالات الحياة اليومية (أنظمة المعلومات والحاسبات، نظم الاتصالات وأجهزة الاتصال، التطبيقات الطبية، ألعاب الفيديو.... الخ). تحول هذه الأنظمة المعطيات التمثيلية على مداخلها إلى قيم رقمية مكافئة حيث يتم معالجتها والحصول على النتائج المطلوبة كقيم رقمية، تحول هذه النتائج الرقمية على مخرج الأنظمة الرقمية إلى قيم تمثيلية ليتم تطبيقها فيما بعد على الأحمال المناسبة.

تتميز الأنظمة الرقمية عن الأنظمة التمثيلية بمجموعة من الخصائص من أهمها:

1- الدقة والجودة العالية ودرجة الأمان الكبيرة في نقل ومعالجات المعطيات، كل ذلك مع نسبة خطأ قليلة.

2- كلفة تصنيع الأنظمة الرقمية أقل بكثير من كلفة تصنيع الأنظمة التمثيلية المكافئة لها.

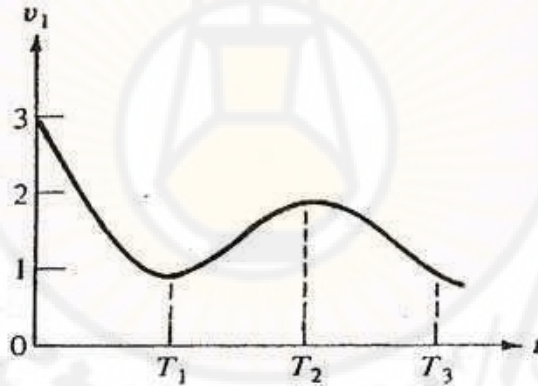
3- تسمح الأنظمة الرقمية بالمعالجة المعقدة والتفرعية للمعطيات.

بالإضافة لذلك فإن أنظمة الاتصالات الرقمية تشغل طيفاً ترددياً واسعاً مما يتطلب استخدام عناصر إلكترونية متزامنة على طرفي المرسل والمستقبل.

1-6- تصنيف الإشارات:

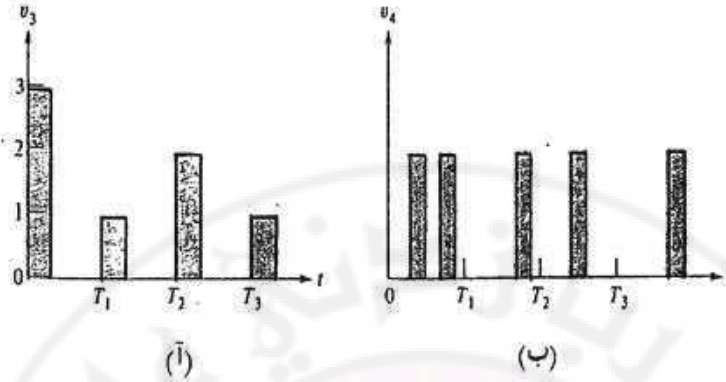
يمكن لأنظمة التحكم الإلكترونية والاتصالات والحوسبة والقياسات أن تعالج المعلومات المتضمنة في الإشارات الكهربائية الموجودة ضمن النظام. توجد المعلومات في خصائص ومحددات شكل موجة الإشارة. فعلى سبيل المثال، يمكن أن تحتوي المعلومات في التردد أو الطور أو المطال أو في مدة دوام النبضة أو وجود النبضة أو عدم وجودها في زمن محدد.

يمكن أن نستعمل تصنيفاً مناسباً للإشارات مثل إشارات متواصلة (Continuous Signals)، وإشارات متقطعة (Discrete Signals) وهذا التصنيف مناسب ومستعمل لوصف الموجات الكهربائية. يبين الشكل 1-6 شكلاً لإشارة متواصلة ويبين الشكل 2-6 شكلاً لإشارات مقطوعة.



شكل 1-6- موجة إشارة متواصلة

توصّف الإشارات المتواصلة بتتابع زمنية (Time Functions) نحدّد من أجل جميع قيم الزمن (t) ، بمعنى أن (t) هي متغير متواصل. أما الإشارات المقطوعة فإنها توجد في لحظات زمنية معينة فقط ويكون وصفها الوظيفي صحيحاً في أثناء المدة الزمنية المتقطعة فقط.



شكل 2-6- إشارتان مقطعتان.

يمثل موجة الشكل (آ) نبضات ذات مطالات تطابق مطالات
موجة الشكل (1-6) عند الأزمان: 0 و T_1 و T_2 و T_3 .
ويمثل الشكل (ب) تشكيلاً ثنائياً ذا بتين وهو تمثيل لمطالات
موجة الشكل (آ) عند الأزمان: 0 و T_1 و T_2 و T_3

يمكن أن نميز صفة أخرى لموجات الشكلين (1-6) و (2-6) إذا افترضنا أن إشارة الشكل (1-6) هي جهد يمثل كمية فيزيائية (يمكن أن يكون جهد خرج ميكروفون مثلاً). وإن للإشارة المقطعة في الشكل (2-6-آ) نفس مطال الإشارة المتواصلة المبينة في الشكل (1-6) وذلك عند الأزمان ($t = T_1, T_2, T_3$). نقول، عندئذ، أن كلا موجتي الجهد في الزمن والمطال تتطابقان مع الكمية الفيزيائية الممثلة. يمكن أن نحول الإشارة الصادرة عن الميكروفون، بعد أن تخضع لعملية تكبير، مثلاً، وأخذ عينات، إلى إشارة رقمية (Digital Signal) بواسطة محوّل ثنائي/رقمي (A/D Converter)

يشار إلى الموجة المبينة في الشكل (6-2-آ) أنها إشارة معطيات منمذجة (Sampled Data Signal) أو باختصار إشارة عينات. وتسمى الأنظمة التي تستخدم مثل هذه الإشارات بأنظمة ذات المعطيات.

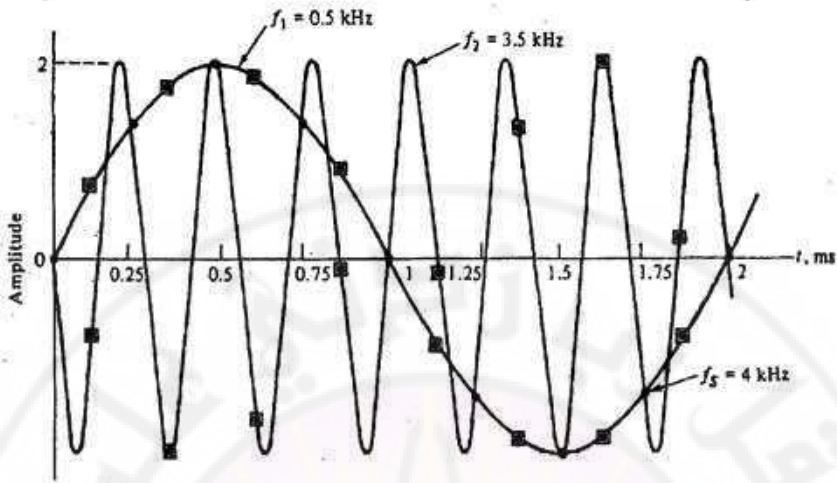
إن تتابع النبضات في كل مدة زمنية للشكل (6-2-ب) هو تمثيل عددي (Numeric) أو رقمي (Digital) لعينات الجهد المطابقة المبينة في الشكل (6-2-آ). من الواضح أن تلك الإشارات هي إشارات تكون المعلومات فيها متضمنة بواسطة وجود أو غياب نبضة خلال مدة زمنية محددة. لنفترض إشارتين جيبيتين، كالمبيتين في الشكل 6-3، من الشكل التالي:

$$10^3 t \times v_1 = 2 \sin \pi$$

$$10^3 t \times v_2 = -2 \sin 7\pi$$

إن ترددي هاتين الإشارتين هما: (0.5 kHz) و (3.5 kHz) على التوالي. فإذا أخذنا عينات لكل من v_1 و v_2 عند معدل (4 kHz)، أي مرة كل (0.25 ms) تكون القيم المعنونة هي المشار إليها بالنقاط (•). فكما يبينه الشكل 6-3 يكون لكلا الجهدين v_1 و v_2 نفس القيمة عند هذه النقاط. وبالنسبة يكون إعادة بناء الإشارة الأصلية مستحيلًا بسبب هذا الغموض.

ومن جهة أخرى، إذا أخذت عينات لكل من v_1 و v_2 عند (8 kHz) أي مرة عند كل (0.125 ms) فسوف لن يكون هناك غموض كما تشير إليه النقاط (■). وحتى نتجنب الغموض يجب أن يساوي تردد أخذ العينات، على الأقل، ضعف أعلى تردد للإشارة التماثلية.

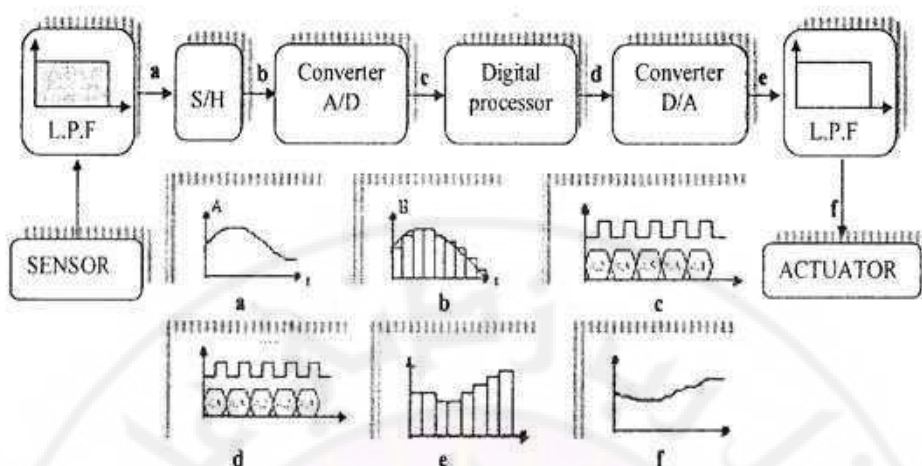


شكل 3-6- أخذ عينات لإشارتين جيبيتين

تستعمل نظرية النمذجة لتحديد عملياً سرعة أخذ العينات الدنيا. لنفرض أننا سننقل الإشارة الصوتية بواسطة الألفية الهاتفية النظامية بعد أخذ العينات منها. يقع مجال التردد الصوتي هنا بين (300 Hz) و (3400 Hz). فمن أجل هذه الحالة، على العموم، يعتبر معدل أخذ عينات يساوي (8000) عينة بالثانية (نبضة بالثانية) شائع الاستعمال.

2-6- نظام التحصيل الرقمي:

يتألف نظام التحصيل الرقمي من مجموعة من الدارات الأساسية وذلك كما هو موضح في الشكل 4-6. يحول الحساس (Sensor) القيمة الفيزيائية، المراد تحصيلها، إلى إشارة كهربائية متواصلة زمنياً، يتم ترشيح هذه الإشارة باستخدام مرشح تمثيلي من النوع (low-pass filter) والذي يؤدي دوراً في حصر الطيف المستمر للإشارة بالتردد المناسب للإشارة المطلوبة، كما أنه يعمل على استبعاد الترددات الطفيلية من الإشارة الأساسية.



الشكل 4-6- المخطط الصندوقي لنظام تحويل رقمي

تُقاد الإشارة المتواصلة الناتجة إلى دارة أخذ ومسك العينات. تتلخص وظيفة هذه الدارة بأخذ عينات من الإشارة المتواصلة (قيم الجهد للإشارة) بشكل دوري بحيث يتم المحافظة قدر الإمكان على قيمة جهد هذه العينة ريثما يتم تحويل العينة المأخوذة سابقاً إلى قيمة رقمية مكافئة.

يتم تحديد تردد أخذ العينات بالزمن اللازم لتحويل هذه العينة إلى قيمة رقمية بواسطة مبدل تماثلي/رقمي (Analog to Digital Converter, A/D). وتُعالج الإشارة الرقمية الناتجة بواسطة معالج رقمي مناسب (Digital Processor)، ومن ثم تحول هذه الإشارة إلى إشارة تماثلية بواسطة مبدل رقمي/تماثلي مناسب (Digital to Analog Converter, D/A) ثم تُرسل بواسطة مرشح له نفس خصائص مرشح الدخل فيعمل على صقل الإشارة الناتجة أي تمرير الإشارة المفيدة فقط ليصار فيما بعد إلى تطبيقها على الحمل (Actuator).

يحدد التردد الأعظم لتحصيل الإشارة من خلال الزمن اللازم لتنفيذ العمليات

التالية:

- 1- الزمن اللازم لعملية أخذ العينة T_S .
- 2- الزمن اللازم لعملية التبديل T_{Conv} .
- 3- الزمن اللازم لعملية التخزين T_{Stock} .

إن مجموع الأزمنة الثلاث السابق يحدد الزمن الأصغر اللازم لتحصيل الإشارة الرقمية وبالتالي يحدد التردد الأعظم لعمل النظام الرقمي أي:

$$T_{Min} = T_S + T_{Conv} + T_{Stock}$$

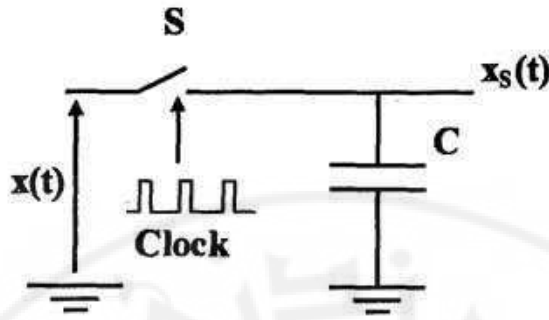
وبالتالي فإن:

$$f_{Max} = 1/T_{Min}$$

وعلى فرض أن القيمة الرقمية للإشارة المحصلة تتألف من عدد n من البتات (n bits) فإن الدقة في تحويل الإشارة التماثلية إلى قيمة رقمية تعطى بالعلاقة $[(1/2^n) \%]$.

3-6- نظرية أخذ العينات (الاعتيان) Sampling:

نعرف عملية أخذ العينات (التقطيع) بأنها العملية التي يتم بمقتضاها الحصول، وبشكل دوري، على قيمة جهد الإشارة الكهربائية $x(t)$. تتحقق هذه العملية غير الخطية من خلال استخدام قاطع الكتروني محكّز بتردد إشارة الساعة (Clock) ذي التردد T_S والذي يُدعى تردد أخذ العينات أو بتردد التقطيع. يوضح الشكل 5-6 مبدأ عمل دائرة أخذ العينات.

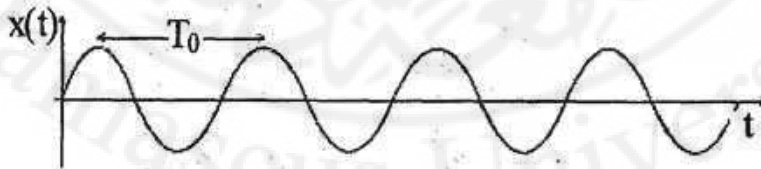


شكل 5-6- مبدأ عمل دائرة أخذ العينات

يؤدي تردد أخذ العينات دوراً أساسياً في إعادة بناء الإشارة من عيناتها، فكلما كان تردد التقطيع أكبر كلما كانت إعادة بناء الإشارة أسهل. ولتوضيح هذه الفكرة، نأخذ المثال التالي. بفرض أنه لدينا الإشارة الجيبية المبينة في الشكل 6-6 والتي تعطى بالعلاقة:

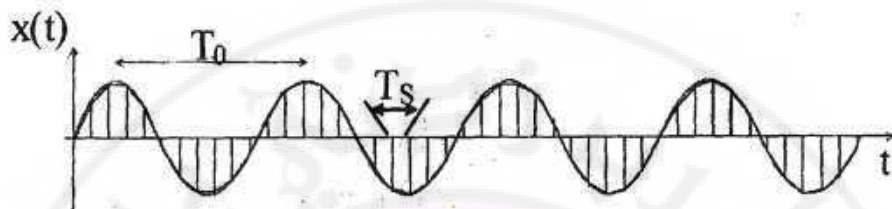
$$x(t) = X_0 \sin \omega t$$

وبفرض أن دور هذه الإشارة هو: T_0 ، حيث: $f_0 = 1/T_0$



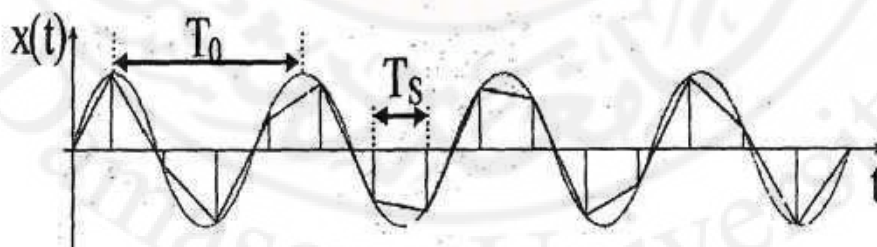
شكل 6-6

فإذا فرضنا أن تردد نبضات أخذ العينات أكبر بكثير من تردد الإشارة الجيبية السابقة أي ($f_s \gg f_0$) فإن إعادة بناء الإشارة سيكون سهلاً كما يبينه الشكل 7-6.



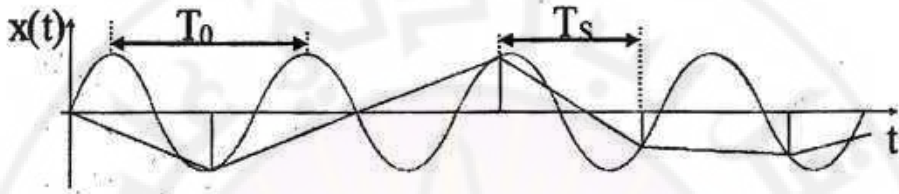
شكل 7-6 - حالة ($f_s \gg f_0$)

أما إذا خفضنا تردد التقطيع f_s ولكن بحيث يبقى ($f_s > f_0$) فإن الإشارة الناتجة بعد التقطيع ستكون مشابهة، إنما بدرجة أقل للإشارة الأصلية (الجيبية). وفي هذه الحالة إذا علمنا مسبقاً بأن الإشارة الأصلية هي إشارة جيبية فسيكون من السهل معرفة دور هذه الإشارة و مطالها وبالتالي سنكون قادرين على إعادة تشكيلها كما يبينه الشكل 8-6.



شكل 8-6 - حالة ($f_s > f_0$)

ففي الحالة الأخيرة وعندما يكون تردد التقطيع صغيراً بالنسبة لتردد الإشارة الأصلية ($f_s \ll f_0$) فالإشارة المشكّلة بعد أخذ العينات لا تشبه أبداً الإشارة الأصلية، وبالتالي، نكون في هذه الحالة قد فقدنا تماماً المعلومات المحمّلة على الإشارة كما يبدو على الشكل 9-6.



شكل 9-6 حالة ($f_s < f_0$)

يبين المثال السابق أهمية العلاقة بين تردد التقطيع f_s وتردد الإشارة الأصلية f_0 ، وذلك من وجهة نظر إعادة تشكيل الإشارة التماثلية الأساسية من العينات الناتجة وذلك بعد تقطيع الإشارة التماثلية الأساسية بغية المحافظة على المعلومات المحمّلة عليها وهذا ما يقودنا إلى نظرية شانون (Shannon).

6-3-1- نظرية شانون Shannon:

تحدّد نظرية Shannon التردد الأصغر لأخذ العينات f_s من إشارة تماثلية ما من أجل تحصيلها رقمياً. فإذا كان لدينا إشارة تمثيلية يتغير ترددها بين قيمتين حديتين (f_{Max}, f_{Min}) فإن التردد الأصغر لأخذ العينات f_s من هذه الإشارة بغية تحصيلها رقمياً وبشكل صحيح يجب أن يكون أكبر بمرتين على الأقل من أعلى تردد موجود في الإشارة الأصلية أي ($f_s \geq 2 f_{Max}$) وهذا ما يُعرف بنظرية شانون Shannon.

ومن ناحية ثانية، يتعلق التردد الأعظم لأخذ العينات بسرعة التبديل للمبدل التماثلي/الرقمي (A/D) الذي يلي مرحلة مسك (تخزين) العينات وبحيث لا تتجاوز سرعة أخذ العينات سرعة هذا المبدل.

مثال:

تعطي نظرية شانون Shannon، في الحياة العملية، الخيارات التالية:

- في مجال الاتصالات الهاتفية:

يكون التردد الأعظم لإشارة الصوت في هذا المجال ($f_{Max} = 3 \text{ kHz}$)، ويكون تردد أخذ العينات ($f_s = 8 \text{ kHz}$). يتم ترميز كل عينة بثمانية بتات (8 bits)، وبالتالي، يكون معدل التحصيل:

$$8 \times 8000 = 64 \text{ k Bits/S}$$

- في مجال الصوت عالي الجودة (Hi-fi sound):

يكون ($f_s = 44.1 \text{ kHz}$) & ($f_{Max} = 20 \text{ kHz}$). ويتم ترميز كل عينة بست عشرة بتة (16 bits)، وبالتالي يكون معدل التحصيل:

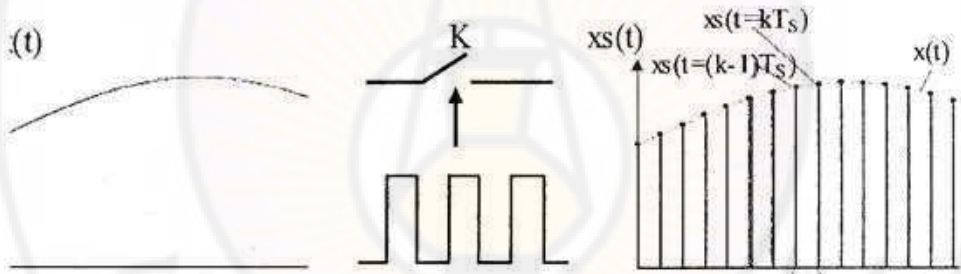
$$16 \times 2 \times 44100 = 1.41 \text{ M bits/S}$$

إن دارة أخذ العينات ومسكها هي العنصر الأساسي الذي يفصل "العالم التماثلي" عن "العالم الرقمي"، حيث نجد على أحد طرفيه الإشارة التماثلية المراد تحصيلها (صوت، صورة، درجة الحرارة،... إلخ) بينما نجد على طرفه الآخر نظام المعالجة الرقمية للمعطيات عبر المبدل التماثلي/الرقمي.

2-3-6- أخذ العينات المثالي:

إن أخذ العينات المثالي مفهوم مجرد لا يعبر عن الحقيقة الفيزيائية للأمور إلا أنه يُعدُّ مدخلاً لتبسيط وفهم مبدأ أخذ العينات.

ليكن لدينا الإشارة التمثيلية المستمرة زمنياً $x(t)$ ، نقوم بتقطيع هذه الإشارة بواسطة قاطع الكتروني (مفتاح) محكوم بإشارة الساعة بحيث يكون زمن إغلاق القاطع صغيراً جداً (معدوماً مثالياً). تكون النبضات الناتجة على الطرف الآخر للقاطع ذات مطال يكافئ مطال الإشارة $x(t)$ في اللحظات التي يكون فيها القاطع مغلقاً، أي أننا نكون قد حصلنا على الطرف الثاني للقاطع على إشارة مُنمَّجة مثالية نرمز لها بالرمز $x_s(t)$ كما هو موضح على الشكل 10-6.



شكل 10-6- التقطيع المثالي

نعرف الإشارة الناتجة $x_s(t)$ من خلال المعادلات الرياضية التالية:

$$x_s(t) = x(t) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_s) \quad (6-1)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(kT_s) \delta(t - kT_s) \quad (6-2)$$

$$= x(t) \delta_{T_s} \quad (6-3)$$

نستطيع أن نستنتج من المعادلة الأخيرة أن الإشارة $[x_s(t)]$ الناتجة تكافئ قطاراً من نبضات ديراك (Dirac) ذات التردد T_s والتي يساوي مطالها إلى مطال الإشارة $[x(t)]$ في لحظة أخذ العينات. ويُعطى تحويل فورييه $[X_s(f)]$ للإشارة الناتجة كما يلي:

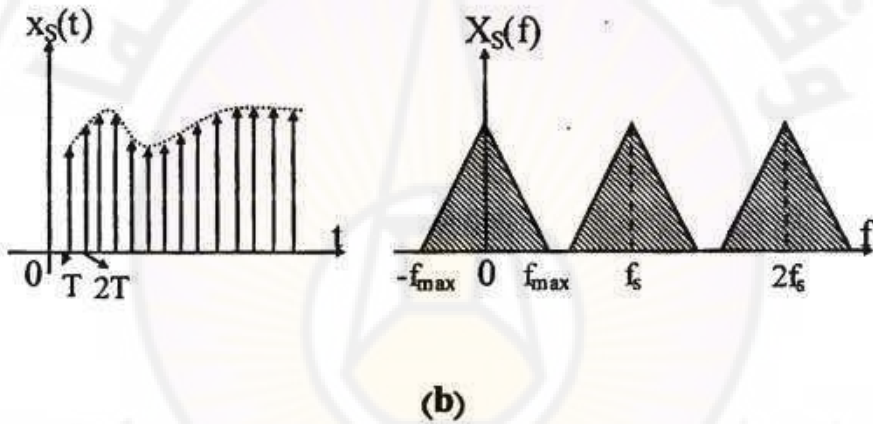
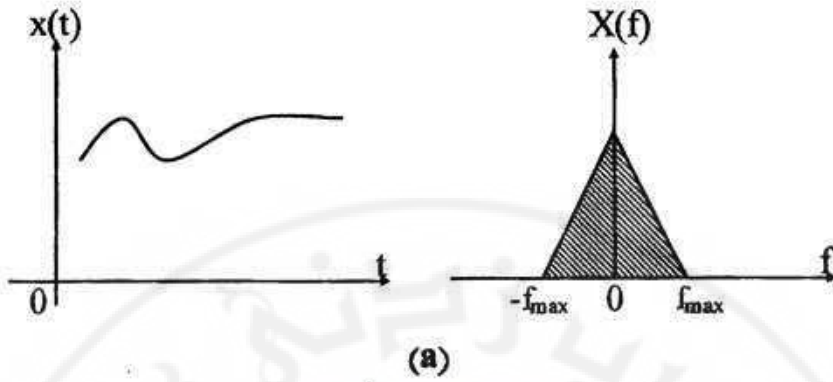
$$X_s(f) = X(f) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - \frac{n}{T_s}) \quad (6-4)$$

$$= f_s \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X(f - nf_s) \quad (6-5)$$

وتبعاً لهذه المعادلة فإنه يمكننا الحصول على طيف الإشارة المقطعة $[X_s(f)]$ من خلال التقسيم الدوري لطيف الإشارة التمثيلية الأساسية $[X(f)]$.

6-3-2-1- مفهوم التراكب الجزئي الطيفي Spectral overlap:

إن تقطيع الإشارة الأساسية المتواصلة زمنياً $[x(t)]$ في المجال الزمني، يمكن ترجمته في المجال الترددي على أنه طيف للإشارة الأصلية $X(f)$ مكرر كل f_s وذلك كما هو موضح بالشكل 6-11.

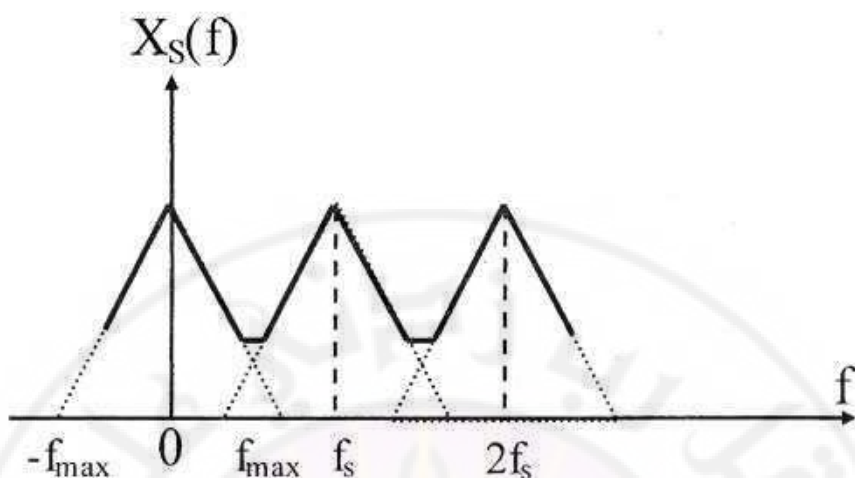


شكل 6-11-

(a): الخصائص الزمنية و الترددية للإشارة الأصلية

(b): الخصائص الزمنية و الترددية للإشارة المقطعة

وفي الحالة التي يكون فيها طيف الإشارة الأصلية $[X(f)]$ أكبر من القيمة الترددية $(2f_s)$ ، فإن أطراف إشارة العينات $[X_s(f)]$ تتراكب جزئياً مع بعضها وينتج ما ندعوه التراكب الجزئي الطيفي وهذا ما يوضحه الشكل 6-12.



شكل 12-6 - ظاهرة التراكب الجزئي الطيفي

إن ظاهرة التراكب الجزئي الطيفي والناجمة عن كون $(f_{\text{Max}} > 2 f_s)$ تجعل من المتعذر إعادة إيجاد طيف الإشارة الأصلية، وفي هذه الحالة تكون عملية أخذ العينات قد عدلت من خصائص الإشارة الأصلية ونتج، بالتالي، فقدان المعلومات المحملة على هذه الإشارة. فمن أجل المحافظة على هذه المعلومات من الضروري التقيد بشرط Shannon أي يجب يكون $(f_s \geq 2 f_{\text{Max}})$.

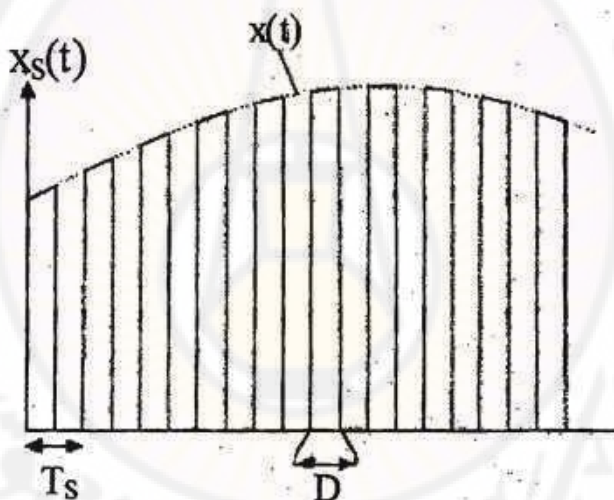
6-3-3- أخذ العينات الحقيقي:

شرحنا في الفقرة السابقة الطريقة المثالية لأخذ العينات باستخدام قاطع الكتروني محكوم بإشارة الساعة وقد افترضنا أن زمن إغلاق القاطع (عرض النبضة) صغير جداً (معدوم مثالياً). ولما كانت الفرضية السابقة غير واقعية من الناحية العملية فإننا سنعرض في هذه الفقرة الطريقة العملية لأخذ العينات مستخدمين من أجل أخذ العينات من الإشارة الأساسية (المستمرة زمنياً) نبضات ذات تردد $(T_s = 1/f_s)$

ومدة دوام مقدارها D . كما أننا سنعرض نتائج أخذ العينات وذلك تبعاً لنوع الطريقة المستخدمة في أخذ العينات.

6-3-3-1- أخذ العينات الدورية الحقيقي:

يتم الحصول على عينات دورية حقيقية من إشارة تماثلية $x(t)$ وذلك بضرب هذه الإشارة بإشارة تقطيع دورية $e(t)$ مستطيلة الشكل، ذات دور $(T_s = 1/f_s)$ وذات فترة استمرار D ، أما مطال هذه الإشارة فإنه يساوي الواحد وذلك كما يبينه الشكل 6-13.



شكل 6-13- التقطيع الحقيقي الدوري

إن الإشارة $x_s(t)$ هي حاصل طي الإشارة $x(t)$ مع قطار من النبضات المستطيلة المعروف سابقاً، أمّا الطيف الترددي لهذه الإشارة $X_s(f)$ فيمكن الحصول عليه من خلال ما يلي:

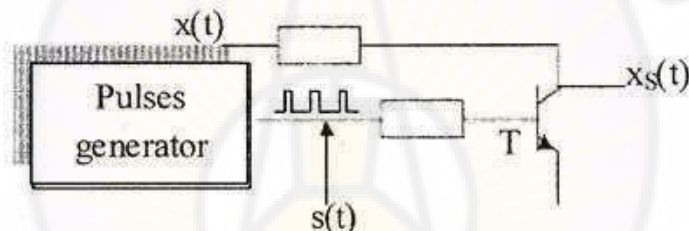
$$X_S(f) = X(f) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_s D \text{sinc}(n D f_s) \delta(f - n f_s) \quad (6-6)$$

$$= D f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(n D f_s) X(f - n f_s) \quad (6-7)$$

حيث نستخدم هنا تابع sinc المعروف بالعلاقة التالية:

$$\text{sinc} \lambda = \frac{\sin \pi \lambda}{\pi \lambda}$$

يبين الشكل 14-6 الدارة الأساسية المستخدمة للحصول على الإشارة المقطعة $S_S(t)$ والمسماة دائرة أخذ العينات الدورية الحقيقي.



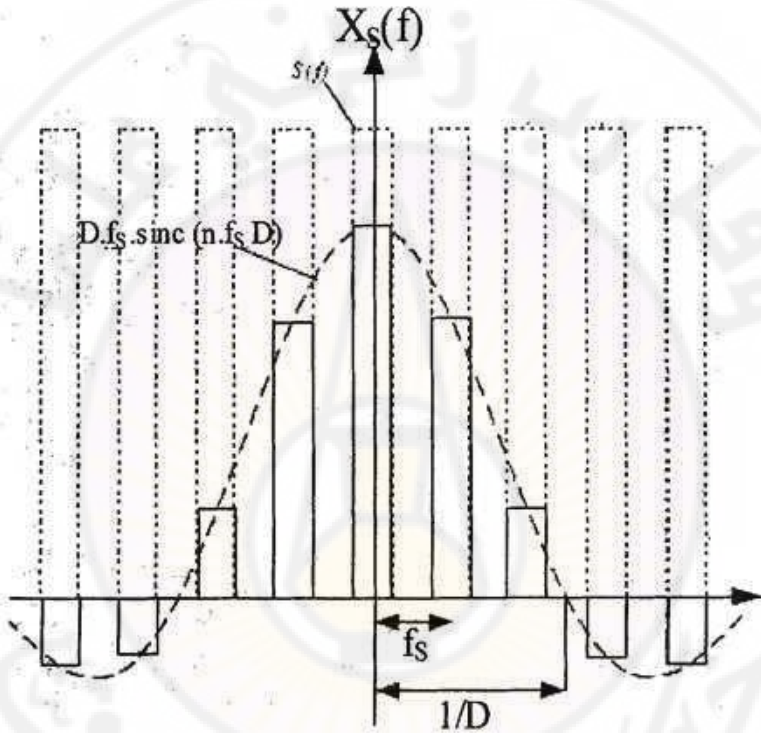
شكل 14-6 - الدارة الأساسية لأخذ عينات دورية حقيقي

يعمل الترانزستور في هذه الدارة كقاطع إلكتروني. أمّا مولد النبضات فينتج في خرجة نبضات التقطيع الموصوفة سابقاً $s(t)$ (ذات الدور T_s وزمن دوام مقداره D). يكون الترانزستور في حالة الإشباع عند المستوى العالي للنبضة $s(t)$ وفي حالة القطع يكون عند المستوى المنخفض للنبضة $s(t)$ ، وبالتالي يمكن توصيف الإشارة $x_S(t)$ على النحو التالي:

$$x_S(t) = x(t) \text{ عندما يكون الترانزستور بحالة قطع.}$$

$$x_S(t) = 0 \text{ عندما يكون الترانزستور بحالة إشباع.}$$

بين الشكل 15-6 الطيف الترددي $X_S(f)$ للإشارة المقطعة $x_S(t)$ ، وهي إشارة غير مشوهة، ويمكن، بالتالي، من خلالها استعادة الإشارة الأساسية غير المقطعة.



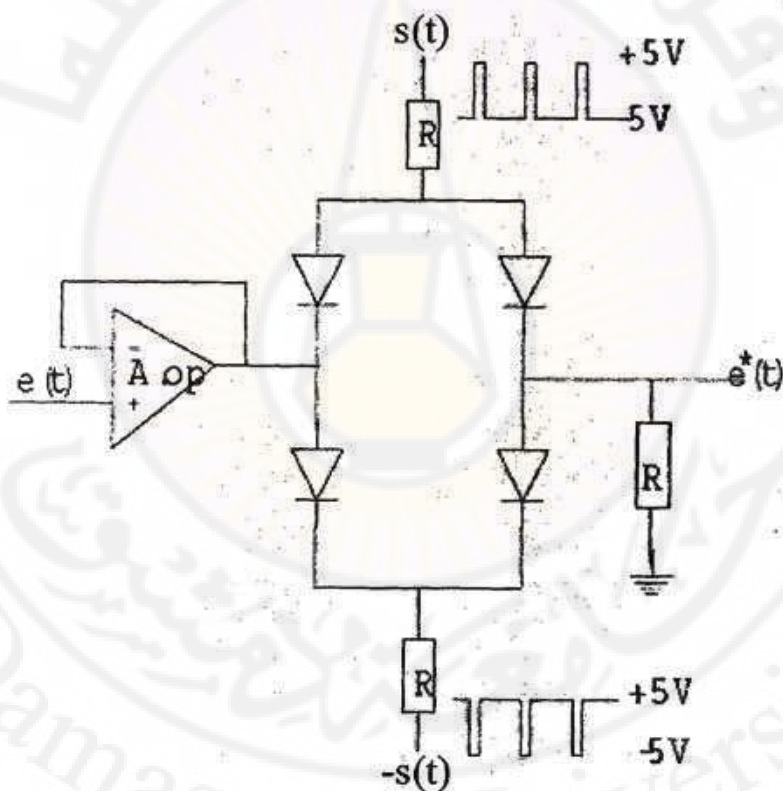
شكل 15-6- الطيف الترددي $S_S(f)$ للإشارة المقطعة $S_S(t)$

ويمكننا أيضاً استخدام الثنائيات لأخذ عينات من الإشارة التمثيلية الأساسية وهذا ما توضحه الدارة المبينة في الشكل 16-6.

بفرض أن إشارة الدخل تقع بين القيمتين $[-5V, +5V]$ نميز، عندئذ، الحالتين التاليتين:

حالة أولى: ($s(t) = 5 \text{ V}$)، تكون الثنائيات الأربعة بحالة توصيل On ويكون بالتالي، [$x_s(t) = e(t)$].

حالة ثانية: ($s(t) = -5 \text{ V}$)، تكون الثنائيات الأربعة بحالة قطع Off ويكون بالتالي، [$x_s(t) = 0$].

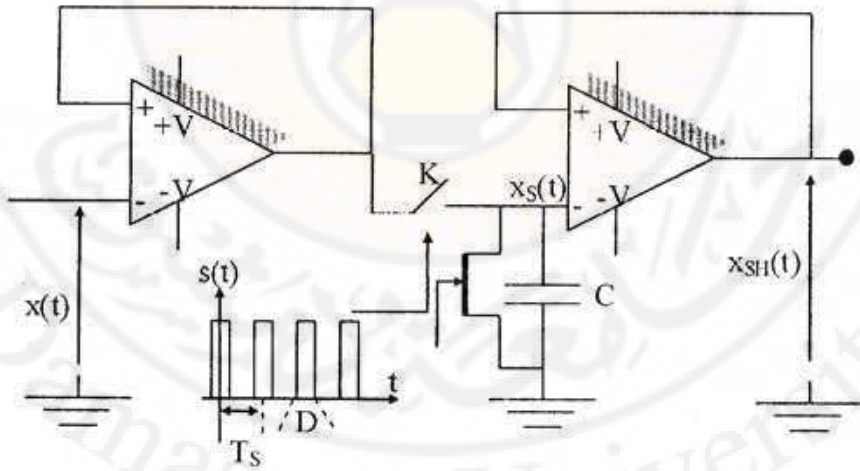


شكل 6-16- الدارة الأساسية لأخذ حقيقي لعينات دورية باستخدام الثنائيات

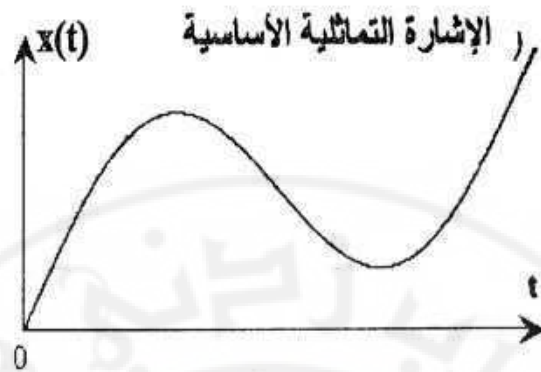
6-3-3-2- أخذ/ماسك العينات الدورية :

من أجل المعالجة الرقمية للعينات المأخوذة من الإشارة الأساسية المتواصلة زمنياً $x(t)$ ، يجب تكمية (Quantification) هذه العينات. ومن أجل تحقيق هذا التابع، يجب المحافظة على ثبات قيمة العينة المأخوذة (المراد تكميتها) خلال مدة زمنية محددة تسمح للمبدل التماثلي/الرقمي من معالجة هذه العينة وتحويلها إلى قيمة رقمية. نطلق على هذه العملية عملية مسك العينات. نشير في هذا المجال إلى أن الزمن اللازم للمحافظة على ثبات قيمة العينة (زمن المسك) يجب أن يكون أكبر من زمن التبديل للمبدل.

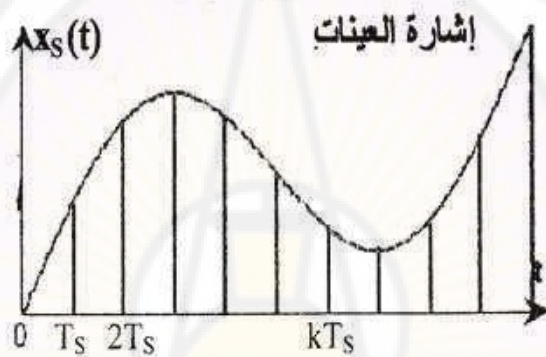
يبين الشكل 17-6 دائرة أخذ/ماسك العينات الأساسية كما يبين الشكل 18-6 الإشارة التمثيلية الأساسية $x(t)$ وإشارة العينات المأخوذة $x_S(t)$ وإشارة العينات المسوكة $x_{SH}(t)$.



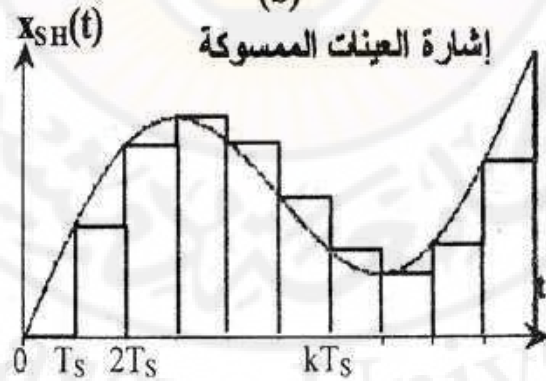
شكل 17-6- دائرة أخذ وماسك العينات



(a)



(b)



(c)

شكل 18-6

يمكن شرح مبدأ عمل الدارة " آخذ/ماسك العينات " على النحو التالي:

- مرحلة أخذ العينات:

تؤخذ عينات دورية من الإشارة التمثيلية الأساسية المراد تحصيلها $x(t)$ باستخدام قاطع إلكتروني محكوم بإشارة نبضات الساعة $s(t)$ ذي دور T_s وذي تردد يدعى بتردد التقطيع أو تردد أخذ العينات، حيث يكون مطال كل عينة مساوٍ لمطال الإشارة الأساسية لحظة أخذ هذه العينة.

- مرحلة مسك العينات:

في اللحظة kT_s ، يُشحن المكثف C بالجهد $x_s(kT_s)$ بين اللحظتين kT_s و $(k+1)T_s$. ولا يفرغ المكثف شحنته ($i = 0$) بل يحافظ على قيمة جهد ثابت على طرفيه حيث نستطيع أن نكتب [$x_{SH}(t) = x_s(kT_s)$]. يسمح المكثف المضاف في الخرج بالمحافظة على قيمة معدومة للتيار بين اللحظتين السابقتين. وفي اللحظة [$(1+k)T_s$] يُشحن المكثف بالجهد $\{ x_s[(k+1)T_s] \}$. وندعو الإشارة $x_{SH}(t)$ بإشارة العينات المسوكة.

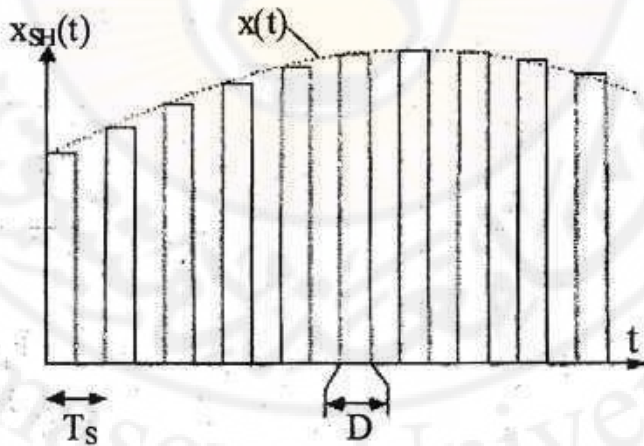
سنحاول الآن إيجاد الطيف الترددي لإشارة العينات المسوكة. تؤخذ العينات من الإشارة التمثيلية الأساسية $x(t)$ في اللحظات [$t = k T_s : k = (1, 2, \dots)$] حيث يتم الاحتفاظ بالقيمة المأخوذة في اللحظة t خلال زمن مقداره $(D = m T_s)$ حيث ($1 > m > 0$) كما هو موضح في الشكل 6-19. وفي حالة خاصة فإنه عندما يكون ($D = T_s$) فإن شكل إشارة العينات المسوكة يبدو كما يبينه الشكل 6-18-c. وتكتب الاستجابة النبضية للنظام المعني كما يلي:

$$h(t) = \frac{D}{2} \text{rect}(t - \frac{D}{2}) \quad (6-8)$$

أي أن الاستجابة النبضية تكون بشكل نبضة مستطيلة مؤخرة بمقدار $D/2$. نرمر هنا بـ $\text{rect}(t)$ نبضة مستطيلة متناظرة زوجياً بالنسبة للزمن وارتفاعها يساوي الواحد وعرضها D وبالتالي يكون $\text{rect}(t-D/2)$ مؤخرة بمقدار $D/2$ بحيث تبدأ من $t = 0$ ونحصل على إشارة العينات المسوكة $x_{SH}(t)$ من طي إشارة العينات المثالية $x_{SI}(t)$ مع الاستجابة النبضية السابقة $h(t)$:

$$x_{SH}(t) = x_{SI}(t) * h(t) \quad (6-9)$$

$$= \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT_s) \delta(t - kT_s) \right] * h(t) \quad (6-10)$$



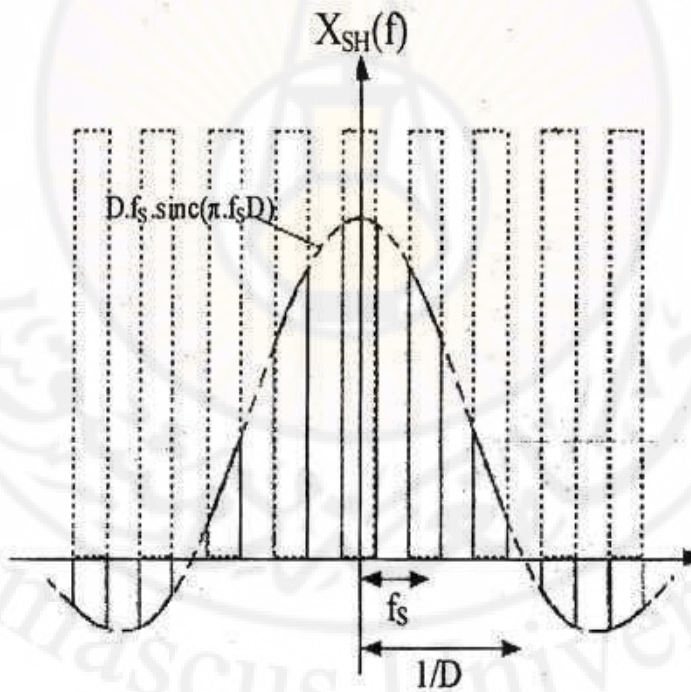
شكل 6-19- شكل إشارة العينات المسوكة

ويعطى تحويل فورييه للتابع $X_{SH}(t)$ بالعلاقة:

$$X_{SH}(f) = f_s \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} X(f - nf_s) \right] D \text{sinc}(Df) e^{-j\pi f D} \quad (6-11)$$

$$= X_S(f) D \text{sinc}(Df) e^{-j\pi f D} \quad (6-12)$$

يوضح الشكل 20-6 طيف إشارة العينات المسوكة $X_{SH}(t)$.



الشكل 20-6 - طيف إشارة العينات المسوكة $X_{SH}(t)$

6-3-4- تبسيط الفكرة لأخذ عينات من إشارات تماثلية:

يبين الشكل 6-21 تصوراً توضيحياً عن عملية الحصول على عينات لإشارة تماثلية. حيث يُعدُّ الشكل a-6-21 دائرة نموذجية وإمساك بأبسط أشكالها وهي عبارة عن مبدِّل (S) على التسلسل مع مكثف.

يغلق المبدِّل المبين دورياً بتحكم من إشارة نبضية دورية (إشارة ساعة). ويكون الزمن (τ) وهو زمن إغلاق المبدِّل قصيراً نسبياً، ويتم تخزين (مُسْك) العينات التي حصلنا عليها على طرفي المكثف. وتسمى هذه الدائرة بدارة أخذ عينات ومسكها (Sample and Hold, S/H).

فمن أجل الإرسال الرقمي، يمكن أن يحوَّل جهد الخرج الثابت لدائرة أخذ العينات ومسكها إلى إشارة رقمية بواسطة دائرة تحويل من تماثلي إلى رقمي (Analog-to-Digital, Converter, A/D).

تمثل دائرة أخذ العينات ومسكها، المبينة في الشكل (6-22-ب)، إحدى أبسط أنظمة S/H العملية. ويعمل المبدِّل MOSFET عوضاً عن المبدِّل (S). إن تطبيق نبضة موجبة على بوابة العنصر NMOS سيجعل المبدِّل بحالة توصيل (ON) وسيشحن مكثف الإمساك (C) إلى القيمة اللحظية لجهد الدخل بثابت زمني يساوي: $C(R_o + r_{DS(ON)})$ ، حيث:

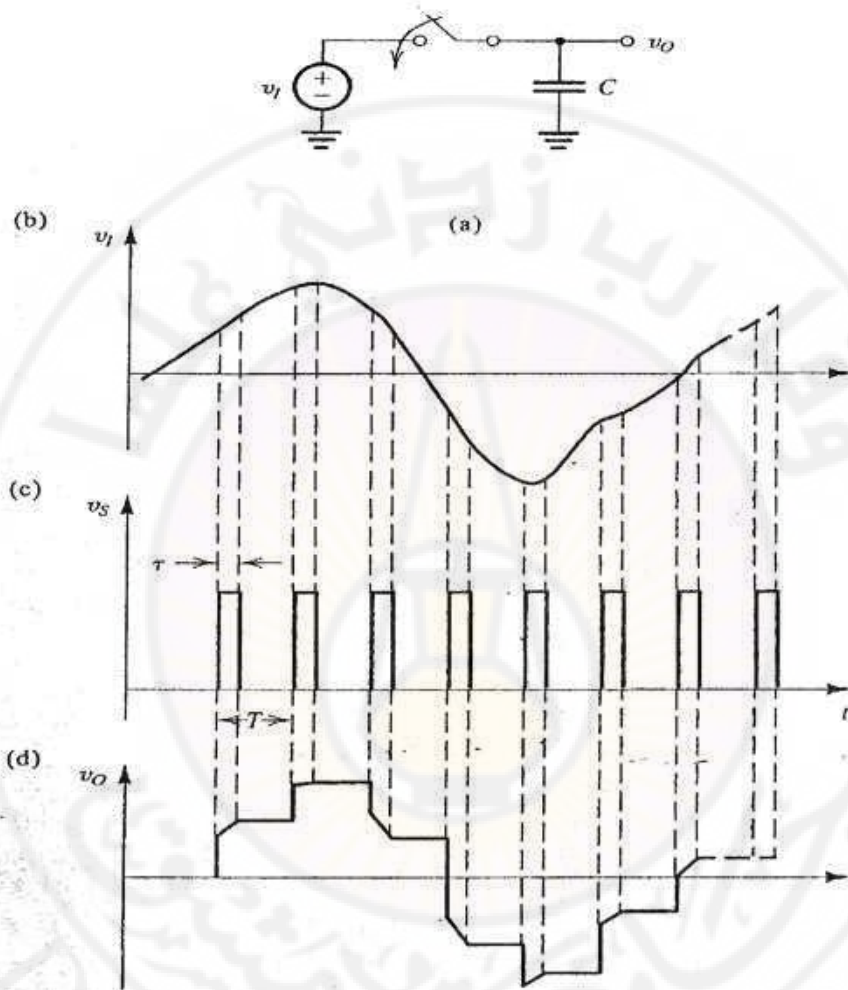
- (R_o) هي مقاومة الخرج الصغيرة جداً للتابع الجهدي ذي مكبر

العمليات (A_1).

- $r_{DS(ON)}$ هي مقاومة التوصيل للترانزستور FET.

وفي حال غياب نبضة موجبة سيصبح المبدِّل بحالة قطع (OFF) ويُعزَّل المكثف

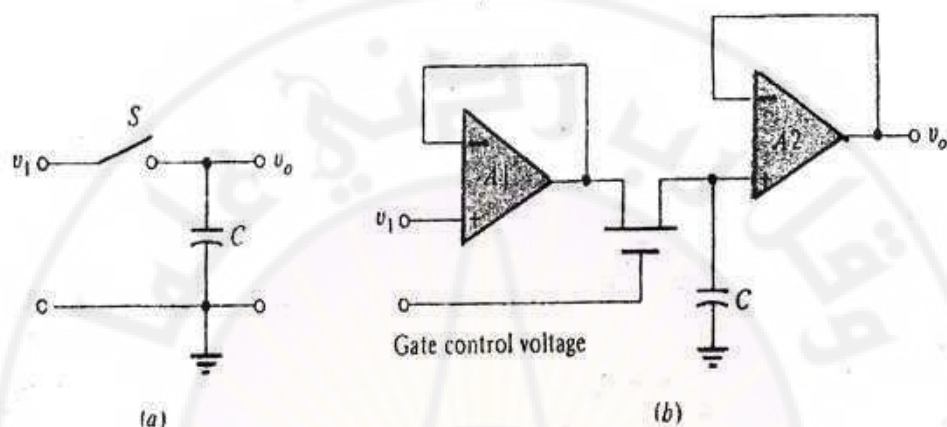
عن أي حمل خلال مكبر العمليات (A_2). تعمل مقاومة الدخل العالية للمكبر (A_2) على المحافظة على الشحنة على المكثف عندما يكون المبدِّل مفتوحاً. وهكذا، فإن المكثف سيمسك الجهد الموجود عليه.



شكل 6-21- عملية أخذ عينات دورية لإشارة تماثلية

- (a) - دائرة أخذ العينات ومسكها (S/H)، (b) - إشارة الدخل
(c) - إشارة العينات (إشارة التحكم بالمبدل)، (d) - إشارة الخرج

إن الجهد على المكثف يتبع جهد الدخل (v_i) خلال الزمن (τ) الذي عنده تغلق بوابة التحكم المنطقية المبدّل (S) وتمسك القيمة اللحظية الناتجة عند نهاية الزمن (τ) عندما تقوم بوابة التحكم بفتح المبدّل (S).



شكل 22-6- نظام عملي لأخذ عينات ومسكها

5-3-6- اعتبارات اختيار المكثف:

يُنصَح عند اختيار المكثف أن يكون العازل من نوع: Polycarbonate، أو Polyethylene، أو Polystyrene، أو Mylar أو Teflon. إن معظم المكثفات الأخرى لا تحتفظ بالجهد المخزن كنتيجة لظاهرة الاستقطاب (Polarization) التي تؤدي إلى أن الجهد المخزن يتلاشى بثابت زمن يبلغ عدة ثواني. وفي الحقيقة يفسر هذا بما يسمى بمقاومة التسرب للمكثف.

إن المواد العازلة غير التي ذكرت سابقاً تنصف أيضاً بظاهرة تسمى الامتصاص العازلي (Dielectric Absorption) الذي يؤدي إلى أن المكثف ((يتذكر)) جزءاً من شحنته السابقة (إذا كان هناك تغير في جهد المكثف).

حتى وإن لم تحدث ظاهرتا الاستقطاب والامتصاص، فإن تيار القطع (Off Current) للمبدّل ($< 1 \text{ nA}$) وتيار الانحياز (Bias Current) لمكبر العمليات سيتدفقان خلال المكثف. وحيث إن تيار الدخل الأعظمي للانحياز هو أصغر من (1 nA)، فإنه ينتج أنه من أجل مكثف ($0.5 \mu F$) سيكون معدل الانحراف (Drift Rate) خلال مدة الإمساك أقل من (2 mV/S).

هناك عاملان إضافيان يؤثران على عمل الدارة وهما:

زمن الفتحة (Aperture Time)، وهو التأخير بين زمن تطبيق النبضة على المبدّل والزمن الفعلي الذي يغلق عنده المبدّل (عادة أقل من 100 n Sec)، وزمن التحصيل (Acquisition Time) وهو الزمن الذي يأخذه المكثف ليغير من مستوى ما من جهد الإمساك إلى القيمة الجديدة من جهد الدخل بعد أن يكون المبدّل قد أغلق.

عندما يكون مكثف الإمساك أكبر من ($0.05 \mu F$) يجب استخدام مقاومة عزل (Isolation R) بقيمة تقريبية ($10 \text{ k } \Omega$) بين المكثف والمدخل (+) لمكبر العمليات. تفيد هذه المقاومة من أجل حماية المكبر في حال حدوث قصر لخرج المكبر أو في حال أن منابع التغذية فصلت فجأة في أثناء شحن المكثف.

إذا كان (R_o) و ($r_{DS(ON)}$) صغيرين لدرجة الإهمال فإن زمن التحصيل سيحدّد بواسطة معدل الميل (Slew Rate) أي بواسطة التيار الأعظمي (I) الذي يمكن أن يقدمه التابع ذي مكبر العمليات عند المدخل (The input op-amp follower). يتغير جهد المكثف بمعدل ذروة (Peak Rate) بقيمة:

$$dv_c/dt = I/C$$

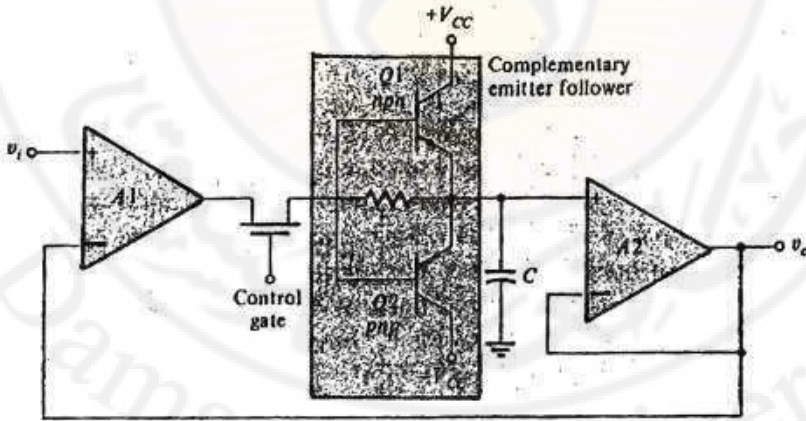
وحيث إن تيار الدارة القصيرة لمكبر العمليات يكون محدوداً (25 mA) للمكبر

(741) فإنه يُستعمل تابع باعشي متمم (Complementary Emitter Follower) خارجي لكي يزيد التيار المتاح من أجل شحن (أو تفريغ) المكثف بسرعة.

6-3-6 - نظام محسّن لأخذ عينات ومسكها:

يبين الشكل 23-6 هذا الترتيب حيث يوجد تابع باعثي بين مبدّل أخذ العينات (Sampling Switch) والمكثف. نلاحظ أن المكبر (A_1) لم يعد يعمل كمكبر تابع، إلا أن طرف مدخله السالب يوصّل إلى المخرج (v_o). يضمن هذا التوصيل أن ($v_o = v_i$) في أثناء فترة أخذ العينة.

في فترة الإمساك، يبقى (v_o) عند القيمة التي وصل إليها (v_i) عند نهاية زمن أخذ العينة، ما عدا من أجل التغيرات الصغيرة جداً في الجهد على المكثف (C) كنتيجة لتيار الإنحياز لمكبر العمليات عند المخرج وتيار التسريب للمبدّل والتابع الباعثي. وكلما كانت قيمة سعة المكثف أكبر، كان الانحراف (Drift) في الجهد أصغر في أثناء عملية الإمساك. ومن جهة أخرى، كلما كانت قيمة سعة المكثف أصغر، كان زمن التحصيل أقصر، وبالتالي، تكون الدقة أكبر في متابعة جهد الخرج لتغيرات جهد الدخل في أثناء عملية أخذ العينة.



شكل 23-6 - نظام S/H محسّن

7-3-6- بعض الدارات العملية وخصائصها:

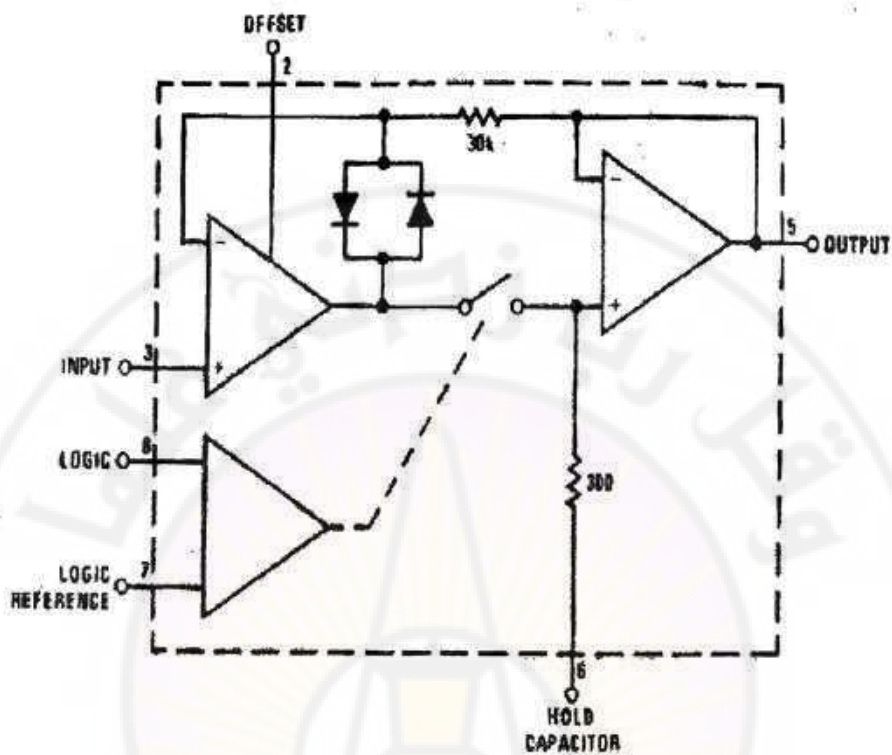
يوجد في سوق العناصر الإلكترونية مجموعة من دارات أخذ ومسك العينات. نورد في الجدول 1-6 ملخص الخصائص الرئيسية لبعض هذه الدارات.

جدول 1-6: يبين الخصائص الرئيسية لبعض دارات أخذ/مسك العينات

Model	Acq. Time (μ Sec)	Droop rate (μ V/m Sec)	Aperture Time (μ Sec)
HS 345	2	500	6
SP5330	0.5	10	0.1
LF 398			
Cs = 1000 pF	4	30	25
Cs = 10000 pF	20	3	25

في الدارتين HS 345 و SP 5330، يصنع مكثف التخزين بشكل تكاملي مع عناصر الدارة الأخرى، لذلك فمن المستحيل تعديل قيمة هذا المكثف. أمّا في الدارة LF398 المبينة في الشكل 6-24 فمن الممكن اختيار قيمة مناسبة لهذا المكثف وربطها في الموقع المخصص لمكثف التخزين (HOLD CAPACITOR).

إن استخدام مكبر العمليات يخلق لدينا مشاكل الانزياح (Offset). يمكن معالجة هذه المشاكل من خلال تغذية خلفية راجعة من الخرج إلى الدخل وهذا ما هو مستخدم أيضاً في الدارة LF398.



شكل 6-24- التركيب الداخلي للدارة LF398

6-3-8- الأخطاء المرافقة لدارة أخذ/ماسك العينات:

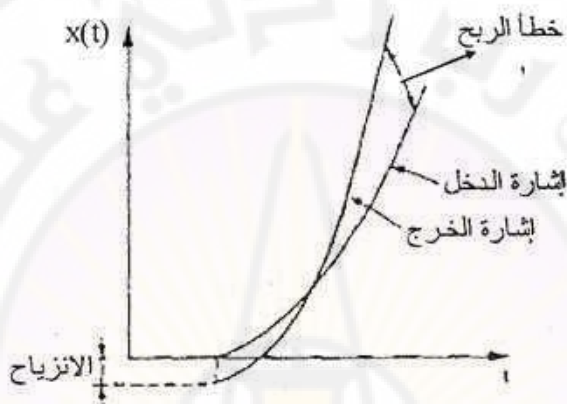
إن استخدام دارة أخذ/ماسك العينات سيُدخل بعض الأخطاء الناتجة عن بعض العناصر المشكلة لهذه الدارة. حيث نلاحظ هذه الأخطاء في مختلف المراحل المشكلة لتابع أخذ ومسك العينات وهي:

التقطيع، التقطيع ← المسك، المسك.

سوف نتناول وبشكل مختصر الأخطاء الناتجة في كل مرحلة من المراحل السابقة.

6-3-8-1- التقطيع:

إن استخدام مكبر العمليات الذي ورد في الشكل 6-17 كمرحلة دخل لدارة آخذ/ماسك العينات سوف يُدخل خطأ الانزياح (Offset) الذي يعمل على إزاحة جهد الخرج بالنسبة لجهد الدخل كما هو موضح في الشكل 6-25.

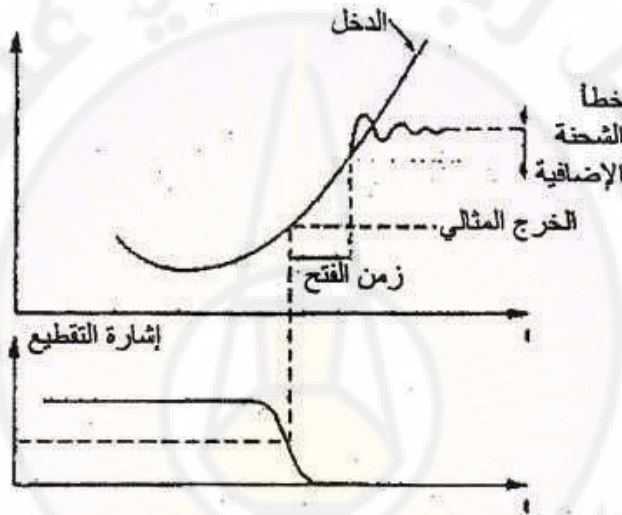


شكل 6-25- الأخطاء الناتجة خلال مرحلة التقطيع

وبالإضافة إلى ذلك فإن ربح مكبري العمليات المستخدمين لا يمكن أن يساوي الواحد تماماً، وهذا يضيف خطأ آخر في هذه الحالة يدعى بخطأ الربح. ولتوضيح هذا النوع من الأخطاء، نفرض أن ربح كلا مكبري العمليات يساوي 0.9999 فيكون الربح المكافئ لكلا المكبرين مساوياً إلى $(0.9999 \times 0.9999 = 0.998)$. وبفرض أن قيمة إشارة جهد الدخل تساوي إلى (10 V) ، فتكون قيمة جهد الخرج مساوية إلى (0.98 V) أي أن هناك ضياع مقداره (0.02 V) ، وبالتالي فإن الخطأ في هذه الحالة يساوي (0.02%) .

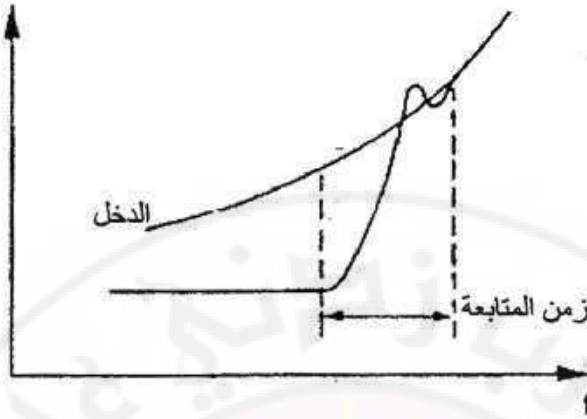
6-3-8-2- التقطيع/المسك:

إن الانتقال من مرحلة التقطيع إلى مرحلة المسك لا تتم بشكل آني و إنما يستلزم ذلك مدة زمنية متعلقة بزمان الفتح للقاطع الإلكتروني (TON). بالإضافة لذلك فإن القاطع الإلكتروني، وفي لحظة التبديل، يجذب كمية إضافية من الشحنات إلى مكثف التخزين مما يؤدي إلى تعديل في قيمة الجهد المسوك وهذا ما يبينه الشكل 6-26.



شكل 6-26 - الخطأ الناتج عن الانتقال من مرحلة التقطيع إلى مرحلة المسك

في هذه المرحلة، أيضاً، الغير آنية، فإن زمن شحن المكثف يؤدي إلى تأخير في متابعة جهد الخرج لجهد الدخل المتغير كما يبدو على الشكل 6-28. أما ما يسمى بزمان المتابعة فإنه يعرف بأنه الزمن اللازم لجهد الخرج للمرور من أدنى مستوى له إلى أعلى مستوى.



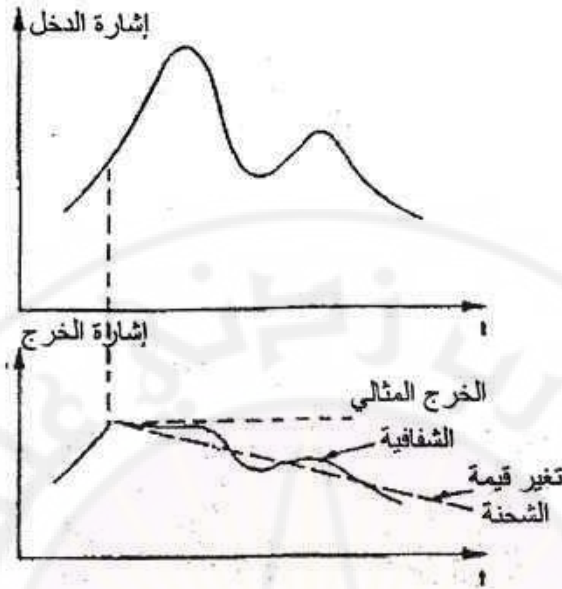
شكل 6-28 - خطا العبور تقطيع/مسك

3-8-3-6 - المسك:

في أثناء هذه المرحلة، يخسر المكثف جزءاً من شحنته. تنتج هذه الخسارة بشكل أساسي عن تسرب الشحنات من المكثف وعن تيار الاستقطاب لمكبّر العمليات مما يؤدي إلى تغير في قيمة الشحنة المخزنة في المكثف وبالتالي تغير في قيمة الجهد على طرفي مكثف التخزين:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{I}{C}$$

ويمكن أيضاً، في هذه المرحلة، ملاحظة ظاهرة الشفافية والتي تعكس وجود مكثف ربط بين دخل القاطع الإلكتروني وخرجه، يؤدي ذلك إلى تغير ممكن في جهد الخرج نتيجة التغير في جهد الدخل وهذا ما يوضحه الشكل 6-27.



شكل 6-27- الخطأ الناتج في مرحلة المسك

4-6- نظرية التكمية (Theory of Quantification):

نعرف تكمية الإشارة على أنه تحويل قيمة الجهد للإشارة التماثلية إلى قيمة رقمية يمكن تخزينها. تظهر الفائدة من تكمية الإشارة بإعطاء صورة رقمية للإشارة التماثلية مما يسهل في عملية معالجة الإشارة ونقل المعلومات المحملة عليها بأفضل صورة ممكنة وبأقل خطأ ممكن علماً بأن معالجة الإشارة الرقمية أسهل من معالجة الإشارة التماثلية، وكذلك فإن جودة الإشارة الرقمية أفضل من مثيلتها التماثلية.

4-6-1- مبدأ التكمية (Quantification Principle):

وجدنا سابقاً أن عملية أخذ ومسك العينات تحول الإشارة التماثلية المستمرة زمنياً إلى إشارة تماثلية أخرى بمستويات جهد محددة محصورة بين قيمتين حديتين، قيمة

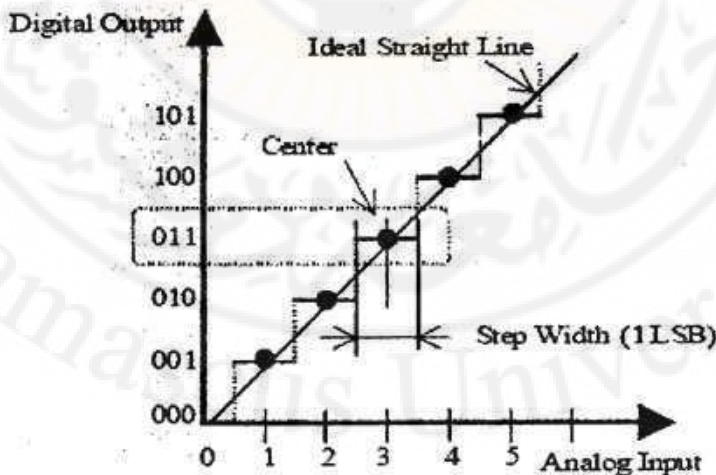
عظمى $+V_m$ وقيمة صغرى $-V_m$. يعتمد تكمية الإشارة على تحويل مستويات الجهد لإشارة العينات المخزنة (المسوكة) إلى قيمة رقمية مؤلفة من n بّتة (n bits). تسمح هذه القيمة الرقمية بتمييز (2^n) من مستويات الجهد المختلفة والمحصورة بين القيمتين الحديتين ($+V_{max}$, $-V_{max}$)، واستناداً لذلك نستطيع أن نعرّف خطوة التكمية q من خلال العلاقة التالية:

$$q = \frac{2V_m}{2^n} \quad (6-13)$$

مثال:

نفرض أن لدينا إشارة تماثلية تتغير قيمتها بين قيمتين حديتين هما ($\pm 5V$)، نرمز هذه الإشارة بقيمة رقمية مؤلفة من ثماني خانات وعليه فإن خطوة التكمية في هذه الحالة تساوي ($q = 39 \text{ mV}$).

إن خواص الدخل/خرج للمبدل التماثلي/الرقمي المستخدم بعد دارة آخذ/ماسك العينات له شكل درجي (Stair) كما يبينه الشكل 29-6.

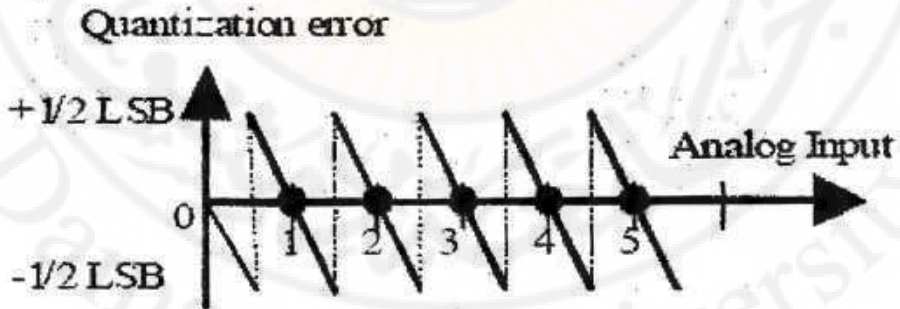


شكل 29-6- خواص دخل/خرج المبدل التماثلي/الرقمي

أما ما يسمى بعرض الخطوة الواحدة من هذا الدرج فإنه يساوي خطوة التكمية q ، وبالتالي فإن الانتقال من خطوة إلى خطوة تالية تكافئ تغير في القيمة الرقمية مقداره "1" منطقي. يمكن أن نطلق على خطوة التكميم أنها تمثل دقة المبدل التماثلي/الرقمي المستخدم والذي يعبر عن التغير الأصغر في الجهد الذي يمكن للمبدل أن يرمّزه.

2-4-6- ضجيج التكمية (Quantification Noise):

تترافق عملية تكمية الإشارة بخطأ محدد يدعى بخطأ الترميز والذي يتمثل بالفرق بين إشارة العينات المسوكة والقيمة الرقمية المكافئة لمستوى معين من الجهد. يمثل هذا المستوى القيمة المتوسطة لمجموعة الجهود المكافئة لهذه القيمة الرقمية (الرمز)، أي أنه يوجد مجال من الجهود تكافئ قيمة رقمية واحدة. ندعو هذا الفرق السابق بضجيج التكمية. إن تقييم هذا الضجيج يبين أن له شكل مماثل لإشارة سن المنشار والتي يساوي مطاها إلى خطوة تكمية واحدة كما يبدو على الشكل 30-6.



شكل 30-6 - مميزة ضجيج التكمية

3-4-6- خصائص ضجيج التكمية:

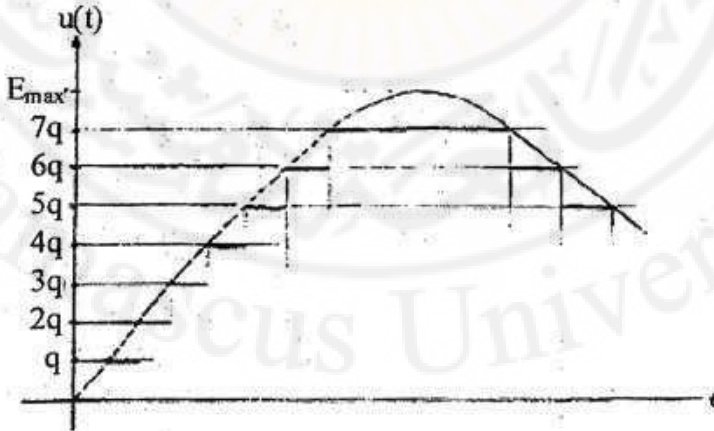
في الحقيقة، يوجد طرق متعددة لتكمية إشارة العينات المسوكة وبالتالي فإن خصائص ضجيج التكمية المرافق تختلف باختلاف طريقة التكمية المستخدمة. تعتبر التكمية الخطية من أكثر الطرق استخداماً وفيه تكون خطوات التكمية q_i متساوية، أما في الحالة المخالفة فالتكمية تكون غير خطية. نبين فيما يلي أنواع التكمية المعتمدة:

1-3-4-6- التكمية الخطية القياسية (Standard Liner Quantification):

في هذا النوع من التكمية تتغير قيمة الإشارة المراد تكميمها بين الحدين $[0 \rightarrow E]$. بفرض أننا قسمنا هذه الإشارة إلى 2^n مستوى من الجهد مع خطوة تكمية $(q = E/2^n)$ حسب ما يبينه الشكل 31-6 فإننا نحصل على تصنيف لإشارة الدخل على النحو التالي:

$$[nq; (n+1)q] \rightarrow nq \quad (6-14)$$

أي أن جميع الجهود المحصورة بين القيمتين nq و $(n+1)q$ تُرمز بالقيمة الرقمية المكافئة لمستوى الجهد nq .



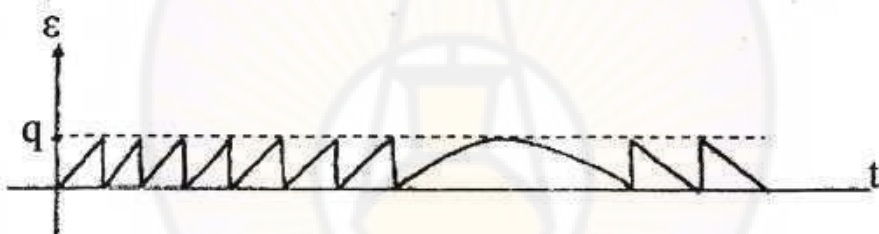
شكل 31-6- التكمية الخطية القياسية

نستطيع في هذه الحالة تقييم خطأ التكمية ε كما يبدو على الشكل 6-32 بين 0 و q وفق ما يلي:

$$0 < \varepsilon < q \quad (6-15)$$

ويمكن حساب استطاعة الضجيج في هذه الحالة والمكافئة لاستطاعة في مقاومة قيمتها 1Ω فنجد:

$$P_\varepsilon = \varepsilon^2(t) = q / 3 \quad (6-16)$$

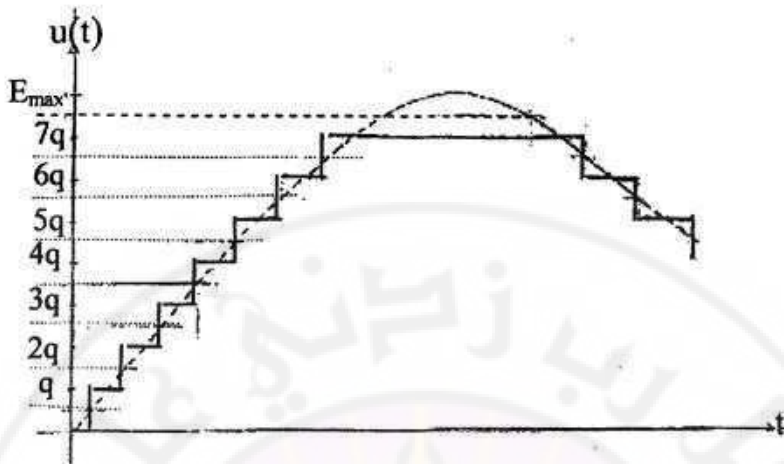


شكل 6-32 - خطأ التكمية

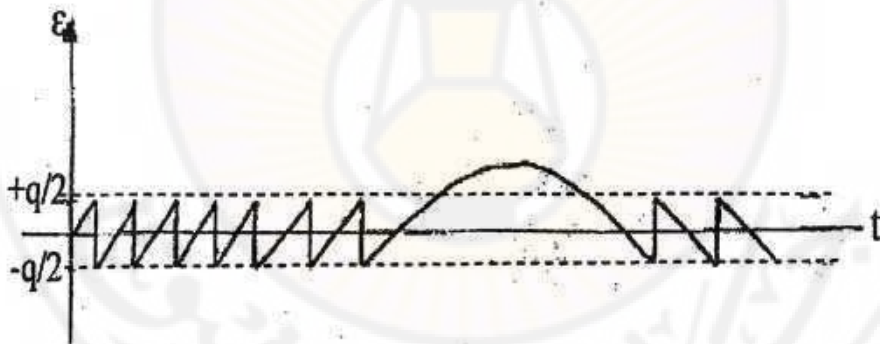
6-3-4-2- التكمية الخطية المركزية (Central Liner Quantification):

في الحياة العملية، نفضل استخدام هذا النوع من التكمية المبين على الشكل 6-33 وفيه يكون ضجيج التكمية، كما يبدو على الشكل 6-34 محصوراً بين القيمتين $(\pm q)$ أي:

$$-q/2 < \varepsilon < +q/2 \quad (6-17)$$



شكل 6-33- التكمية الخطية المركبة



شكل 6-34- خطأ التكميم الخطي المركزي

أما تصنيف إشارة الدخل فيكون:

$$\left[(2n-1)\frac{q}{2}; (2n+1)\frac{q}{2} \right] \rightarrow nq \quad (6-18)$$

وتساوي استطاعة الضجيج في هذه الحالة إلى:

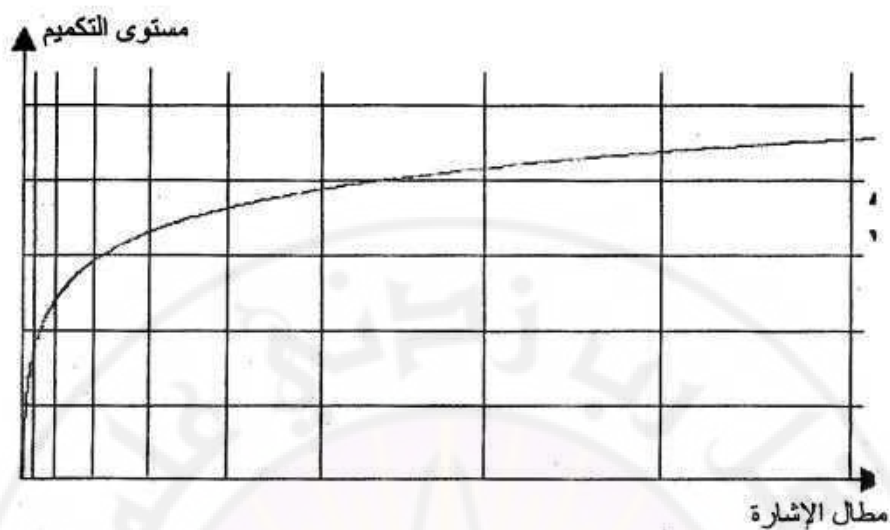
$$P_{\varepsilon} = \langle \varepsilon^2(t) \rangle = \frac{q^2}{12} \quad (6-19)$$

ومن هنا نلاحظ ميزة التكمية الخطية المركزية بالنسبة للتكمية الخطية القياسية حيث تكون استطاعة الضجيج في النوع الأول أقل مما هي عليه في النوع الثاني.

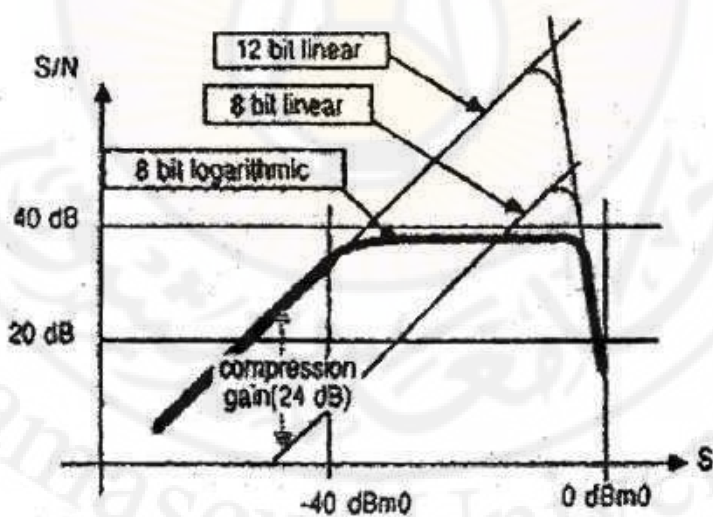
6-4-3-3- التكمية غير الخطية (Non-Liner Quantification):

تتطلب بعض التطبيقات أن تكون بنسبة الإشارة إلى الضجيج (Signal to Noise Ratio, SNR, S/R) ثابتة على مستويات التبديل كافة (كما هو الحال في مجال التطبيقات السمعية كأجهزة الهاتف) وهذا ما لا يتوافر في التكمية الخطية. لذلك من الضروري البحث عن نوع آخر من التكمية الذي يؤمن لنا SNR ثابتة على مستويات التبديل كافة وهذا ما يمكن تحقيقه من خلال التكمية غير الخطية وبالتحديد التكمية اللوغارتمية (Logarithmic Quantification) كما يبينه الشكل 6-35.

تُعَدُّ الأذن حساسة للصوت بشكل لوغاريتمي (أي أن ارتفاعاً في مطال الصوت المستقبل بمقدار عشرة أضعاف بالنسبة لمطال محدد يحرض في الأذن حساسية صوتية مضاعفة). انطلاقاً من هذه الحقيقة الفيزيائية ومن أجل معالجة وإرسال أفضل للإشارة الصوتية نعمل على موافقة مطال ضجيج التكمية إلى مطال إشارة الدخل الصوتية بحيث نحصل بالنتيجة على نسبة إشارة إلى ضجيج ثابتة (أو شبه ثابتة). إن التكمية للإشارة الصوتية بهذه الطريقة أفضل من التكمية الخطية وهذا ما يوضحه الشكل 6-36.



شكل 6-35- التكمية اللوغاريتمية



شكل 6-36- تقييم النسبة SNR مع الإشارة الصوتية

نلاحظ من هذا المنحنى أنه إذا كان تابع التكمية هو تابع لوغاريتمي من النوع:

$$y = 1 + \log(x) / k \quad (6-20)$$

فإن النسبة SNR تصبح ثابتة ومستقلة عن مستوى إشارة الدخل. في الحالة التي تكون فيها الإشارات ضعيفة فإننا لا نستطيع استخدام هذا النوع من التكمية، بل نستخدم نوعاً من التكمية قريباً من هذا المنحنى.

من الناحية العملية نستخدم مكبراً غير خطي والذي يدعى في هذه الحالة بالضابط من أجل قيادة مطال الإشارات إلى مجال من القيم حيث تأخذ نسبة الإشارة إلى الضجيج قيمة مقبولة. إذاً في البداية نعمل على تشويه الإشارة قبل تبديلها ولكن في هذه الحالة يكون من الضروري في مرحلة الاستقبال تطبيق العملية العكسية للحصول على الإشارة الصحيحة.

4-4-6- اختيار عدد خانات (بتات) Bits التكمية:

إن اختيار عدد الخانات المعبرة عن مستوى جهد الإشارة المخزنة يخضع بشكل أو بآخر لنوع التكمية المستخدم وعليه فإننا نميز نوعين من هذه الخيارات:

1-4-4-6- الاختيار الأول، التقليدي:

في الحالة التي نريد فيها أخذ عينات من الإشارة ومعالجتها دون الحاجة لإعادة بناء الإشارة، فإن عدد الخانات (البتات) المختار n يخضع فقط إلى الدقة المرغوب الحصول عليها وذلك وفقاً للجدول 2-6.

جدول 6-2: عدد الخانات بالنسبة للدقة المرغوبة

n	résolution	1 q (%)
8	1/256	0.391
10	1/1024	0.0977
12	1/4096	0.0244
14	1/16384	0.0061

6-4-4-2- الاختيار الثاني، مع الأخذ بالحسبان نسبة الإشارة إلى الضجيج:

في الحالة التي نريد فيها أخذ عينات من الإشارة ومعالجتها مع الحاجة لإعادة بناء الإشارة (كما هو الحال في الأنظمة السمعية الرقمية)، فإن اختيار عدد الخانات (البتات) اللازمة لترميز الإشارة المخزن يتم تبعاً لنسبة الإشارة إلى الضجيج SNR حيث:

$$SNR_{dB} = 10 \log \frac{P_{signal}}{P_{noise}} \quad (6-21)$$

ويتم حساب الاستطاعات في المعادلة السابقة بالنسبة لحمل مقداره 1Ω والتي تكافئ المتوسط التريعي للإشارة وفق ما يلي:

$$P_V = \langle V^2(t) \rangle \quad (6-22)$$

أما بالنسبة للإشارة الجيبية والتي تغطي من ناحية المطال كامل المجال المتغير للمبدل التماثلي/الرقمي والمكسمة باستخدام التكمية الخطية المركزية فإننا نحصل على نسبة الإشارة إلى الضجيج:

$$SNR_{dB} = 6n + 1.76db \quad (6-23)$$

يمكن ترجمة هذه النتيجة على أن كل خانة من الترميز تضيف 6 dB من نسبة الإشارة إلى الضجيج. ففي مجال التسجيل الصوتي على الأقراص المضغوطة وبالأخذ بالحسبان الخصائص الفيزيولوجية للأذن، يجب أن تكون نسبة الإشارة إلى الضجيج لا تقل عن (80 dB) من أجل الحصول على تسجيل صوتي ذي جودة عالية، وبالتالي فإن أربع عشرة خانة أو بتة (14 bits) ستكون كافية لترميز الإشارة التمثيلية الصوتية (SNR = 85.76 dB).

في الواقع إن التسجيلات الصوتية على الأقراص المضغوطة تتم باستخدام ست عشرة خانة لترميز الإشارة التمثيلية أي أننا نجعل الرمز الواحد مؤلف من مجموعتين من الثمانيات (two octets) وهذا ما يجعل إدارة المعطيات أكثر سهولة من وجهة النظر المعلوماتية وبالتالي فإن التسجيلات الصوتية على الأقراص المضغوطة تُنفذ حيث يكون (SNR = 96 dB).

ملاحظة:

بالنسبة للإشارة الجيبية ذات المطال ($V_{\sin}$) الأقل من المجال الكامل للمبدل التماثلي/الرقمي E، تعطى نسبة الإشارة إلى الضجيج بالعلاقة التالية:

$$SNR_{dB} = 6n + 1.76dB + 20\log \frac{V_{\sin}}{E} \quad (6-24)$$

وكما هو واضح من هذه المعادلة فإن نسبة الإشارة إلى الضجيج في التكمية الخطية تتعلق بمطال الإشارة $V(t)$.

5-6- تطبيقات باستخدام فكرة أخذ العينات ومسكها:

1-5-6- تعديل الإشارة التمثيلية المستمرة زمنياً:

تتميز الإشارة المركبة من قطار من النبضات المستطيلة بثلاث خصائص هي: المطال والموقع وزمن دوام النبضة (عرض النبضة). يتمثل تحويل الإشارة التمثيلية المستمرة زمنياً إلى قطار من النبضات بتغيير إحدى المحددات الثلاث السابقة للإشارة آخذين بالحسبان أن تردد النبضات المستطيلة هو حامل المعلومات ونسمي هذه العملية بالتعديل حيث يوجد ثلاثة أنواع من هذا التعديل هي:

1- تعديل مطال النبضة (Pulse Amplitude Modulation, PAM).

2- تعديل مدة النبضة أو (تعديل عرض النبضة)

(Pulse Duration Modulation, PDM)

(Pulse Width Modulation, PWM)

3- تعديل موقع النبضة (Pulse Position Modulation, PPM).

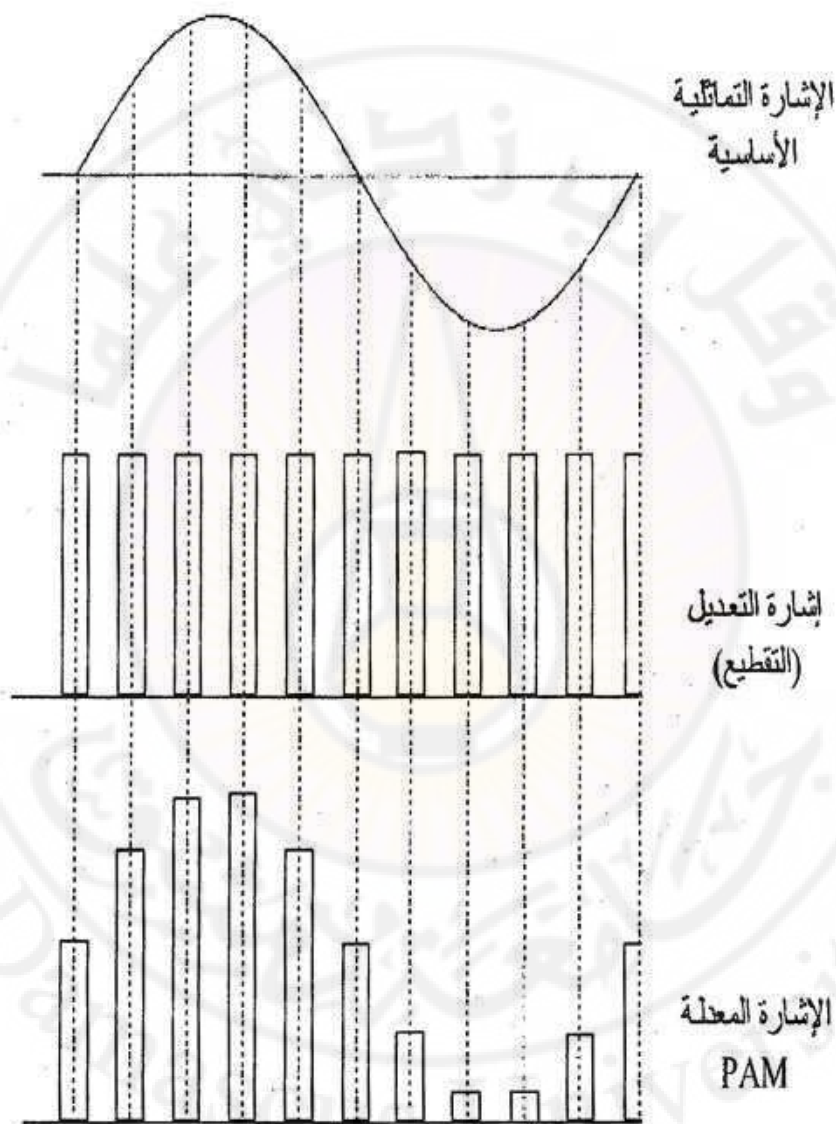
1-1-5-6- تعديل مطال النبضة PAM:

يتلخص تعديل مطال النبضة بتغيير مطال النبضات المستطيلة بما يتناسب مع مطال الإشارة التمثيلية الأساسية كما يبينه الشكل 6-37. ويوضح الشكل 6-38 المخطط الصندوقي لهذه الدارة.

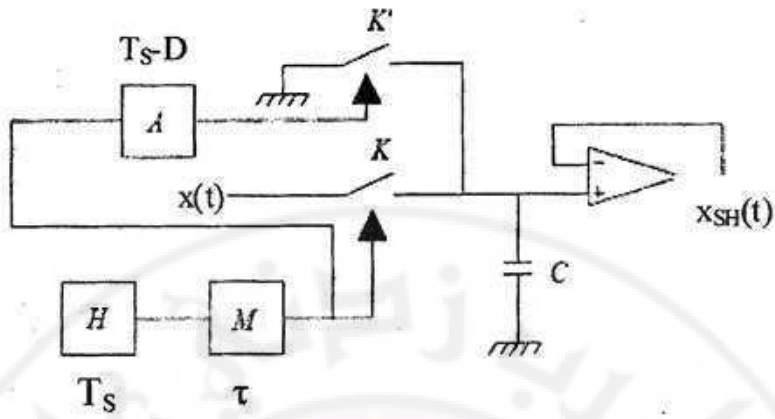
ونقوم بشرح مبدأ عمل هذه الدارة على النحو التالي:

تقدح إشارة الساعة ذات الدور T_s (دور التقطيع) دائرة وحيد الاستقرار M (Mono-Stable) والذي بدوره يولّد في خرجه نبضة عرضها τ مما يؤدي إلى توصيل القاطع K ، يُشحن المكثف ليخزن على طرفيه قيمة الإشارة $x(t)$ خلال الزمن

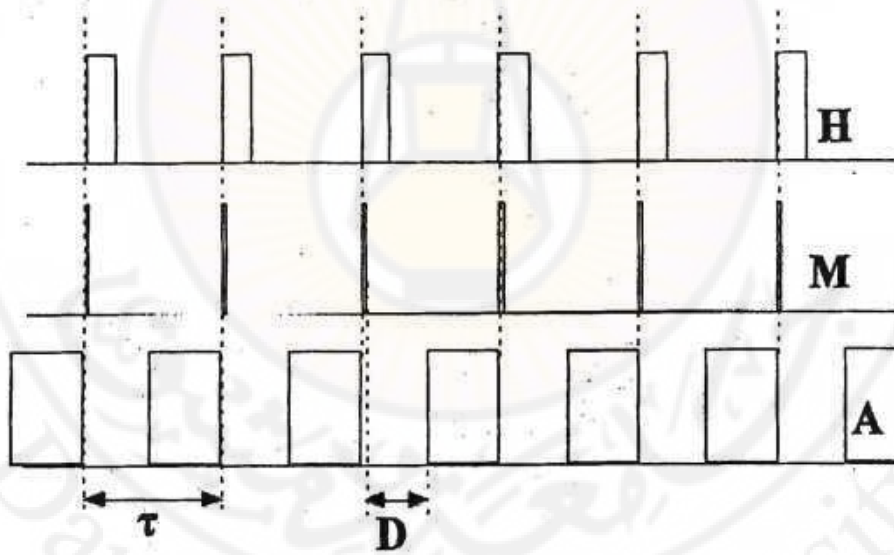
D من دور إشارة الساعة والذي تحدده الدارة A. ويبين الشكل 39-6 الإشارات في خرج كل من الدارات السابقة.



شكل 37-6 الإشارات المختلفة في التعديل PAM



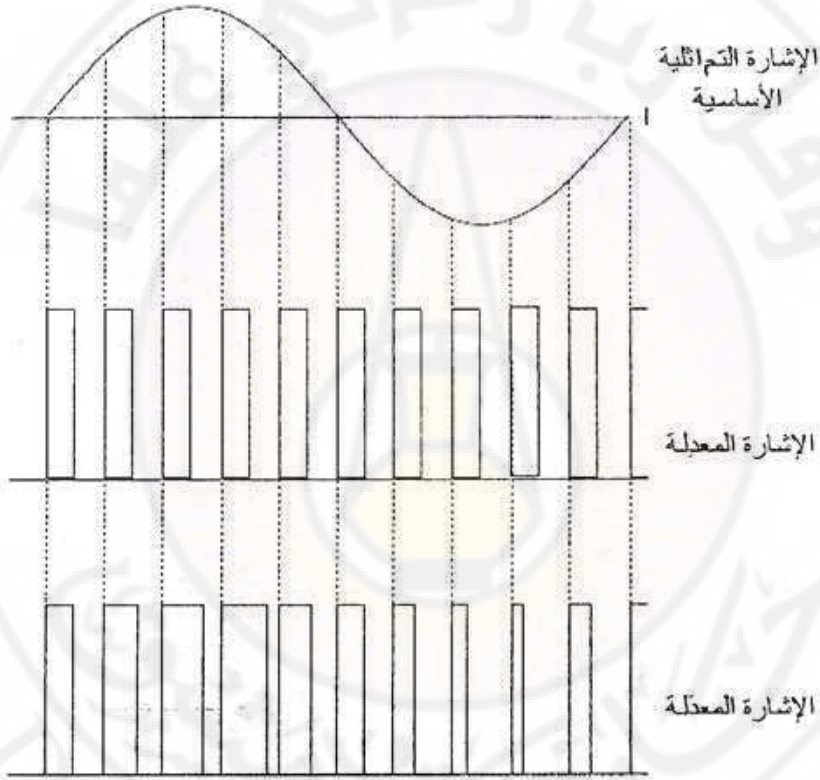
شكل 6-38- المخطط الصندوقي لدارة تعديل مطال النبضة



شكل 6-39- أشكال الإشارات في خرج دارات التعديل PAM

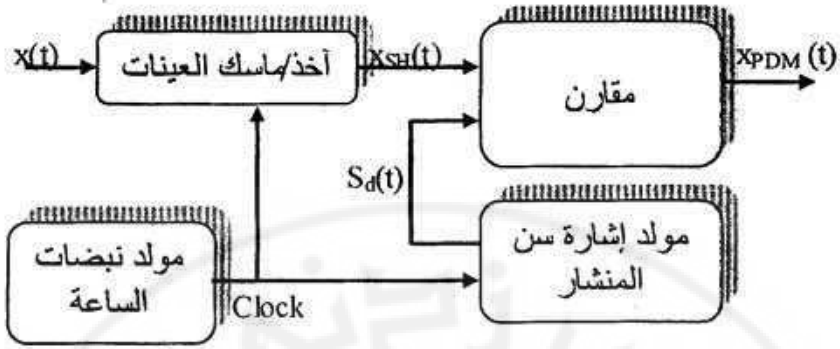
6-5-1-2- تعديل مدة النبضة (عرض النبضة PDM):

في هذا النوع من التعديل يتغير عرض النبضة المعدلة (قطار النبضات المستطيلة) بما يتناسب مع مطال الإشارة التماثلية الأساسية. يوضح الشكل 6-40 الأشكال المختلفة للإشارة الأساسية والإشارة المعدلة والإشارة المعدلة.



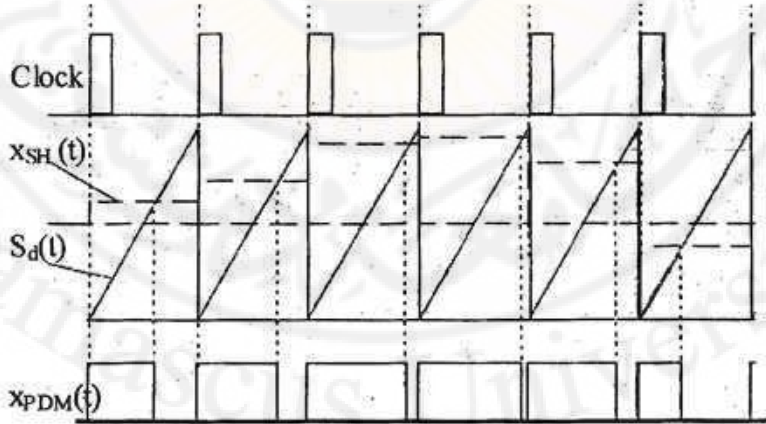
شكل 6-40- الإشارات المختلفة في التعديل PDM

كما يوضح الشكل 6-41 المخطط الصندوقية لدارة التعديل PDM والتي يمكن شرح مبدأ عملها على النحو التالي:



شكل 6-41- المخطط الصندوقي لدائرة تعديل عرض النبضة

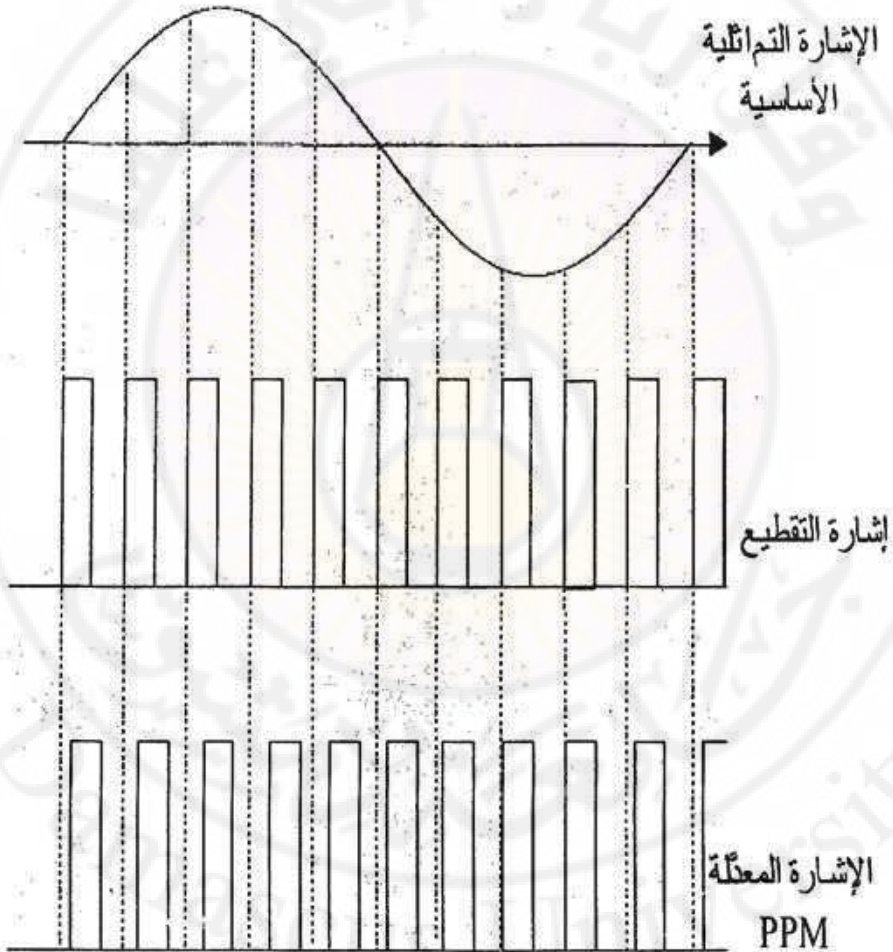
بعد أخذ عينات من الإشارة التماثلية الأساسية بواسطة دائرة أخذ/ماسك العينات، تتم مقارنة هذه العينات مع إشارة سن المنشار المولدة من دائرة مولد إشارة سن المنشار المحكومة بنفس إشارة نبضة الساعة، ينتج في خرج المقارن الإشارة $x_{PDM}(t)$ وهي قطار من النبضات الدورية والتي تختلف عن بعضها بالعرض أو الدوام الزمني كما يبينه الشكل 6-42.



شكل 6-42- الإشارات في عقد دائرة التعديل PDM

3-1-5-6- تعديل موقع النبضة PPM:

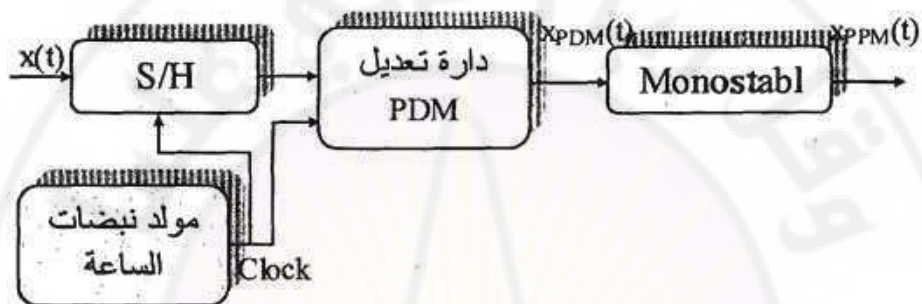
يتلخص هذا التعديل بإدخال انزياح متغير على نبضات ذات مطال ثابت.
يتناسب هذا الانزياح (تقدماً كان أم تأخيراً) مع مطال الإشارة التماثلية الأساسية كما
يبينه الشكل 43-6.



شكل 43-6 - الإشارات المختلفة في التعديل PPM

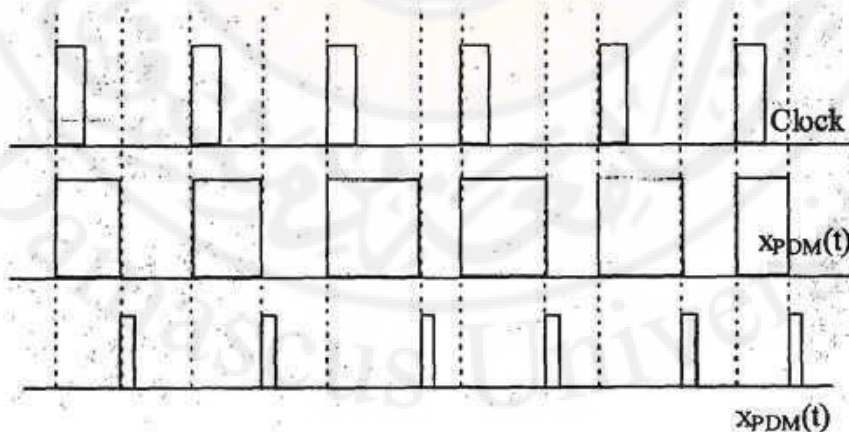
كما يوضح الشكل 44-6 المخطط الصندوقي لدارة التعديل PPM والتي يمكن شرح مبدأ عملها على النحو التالي:

تقوم دارة أخذ/ماسك العينات بتخزين عينة من الإشارة الأساسية والتي يُصار إلى تعديلها وفق النوع PDM، يطبق خرج هذه الدارة على مدخل دارة وحيد استقرار يعطي في خروجه إشارة معدلة الموقع PPM.



شكل 44-6 - المخطط الصندوقي لدارة تعديل موقع النبضة

ويوضح الشكل 45-6 أشكال الإشارات في عقد الدارة المختلفة.



شكل 45-6 - الإشارات في عقد دائرة التعديل PPM

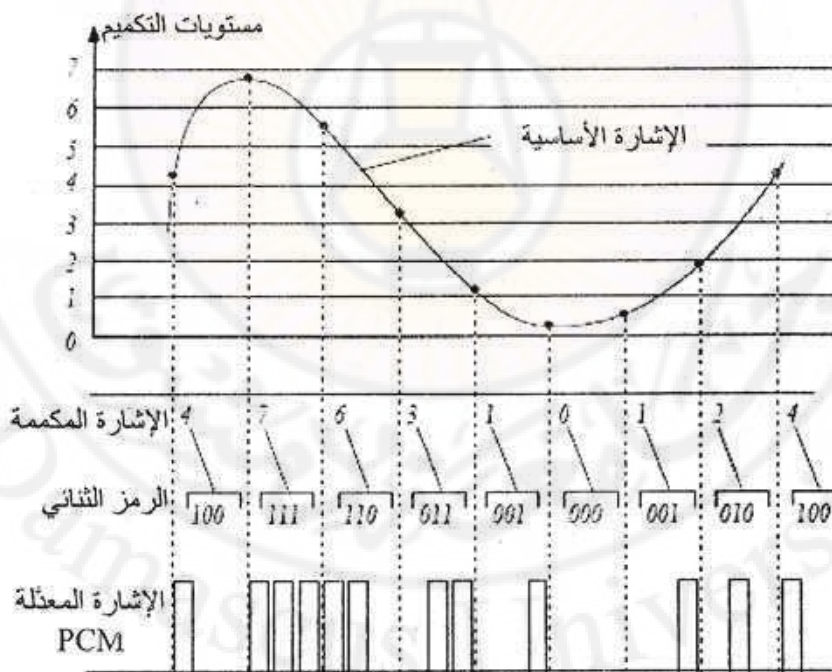
6-5-2- التعديل النبضي المرمز (Pulse Code Modulation, PCM):

إن تعديل الإشارة التماثلية إلى كلمة رقمية يُنجز على مرحلتين:

-**المرحلة الأولى:** تسمح بتكمية الإشارة عن طريق دارة أخذ/ماسك العينات والذي نحصل في خرجه على مجموعة من المستويات المكمّمة والتي تعبر عن مستويات مختلفة ومحدّدة لمطال الإشارة.

-**المرحلة الثانية:** تخصص في هذه المرحلة كلمة رقمية (رمز) لكل مستوى مُكمّمة، ونستخدم لهذه الغاية رمزا ثنائيا.

لنأخذ مثالا على ذلك الإشارة المبينة بالشكل 6-46 والمطلوب تعديلها بطريقة التعديل النبضي المرمز PCM.



شكل 6-46- مثال عن الإشارة المعدلة بطريقة PCM

إن عدد مستويات التكمية لهذه الإشارة يساوي إلى ثماني مستويات، فنحتاج إذاً إلى ثلاث خانات (بتات) لترميز هذه المستويات رقمياً (كلمة رقمية ثنائية واحدة لكل مستوى) وذلك وفقاً 3-6.

جدول 3-6- جدول الترميز الثنائي لثمانى مستويات

Niveau	Code	Niveau	Code
0	000	4	100
1	001	5	101
2	010	6	110
3	011	7	111

إن تكمية الإشارة في الشكل 46-6 يعطي التابع التالي:

4 7 6 3 1 0 1 2 4

وبالتالي فإن الترميز الرقمي الثنائي لهذه المستويات يعطي على التابع الكلمات التالية:

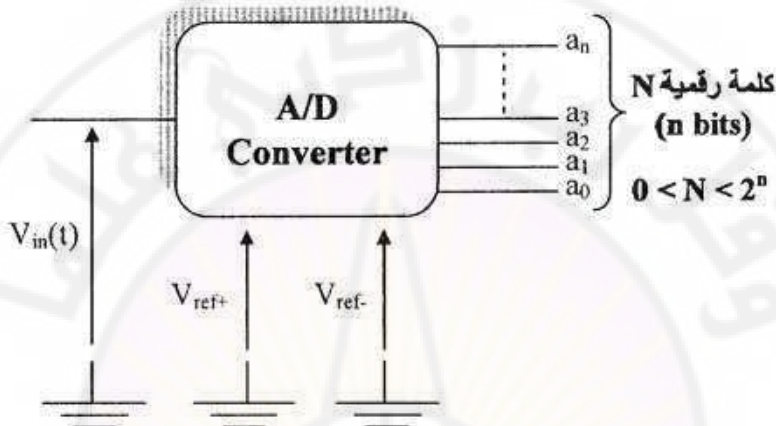
100 111 110 011 001 000 001 010 011

وهنا يتم تعديل هذه الكلمات الثنائية بطريقة PCM.

3-5-6- المبدل التماثلي/الرقمي A/D:

يُعدُّ المبدل التمثيلي/الرقمي عنصراً أساسياً في نظام التحصيل الرقمي للإشارة التماثلية المراد معالجتها. يحوّل هذا المبدل الإشارة التماثلية المكمّمة (المدرّوسة في الفقرة

السابقة) إلى قيمة رقمية مكافئة. يستقبل المبدل على دخله إشارة تماثلية مكممة (جهد أو تيار) ويحولها إلى رمز (كلمة رقمية من n خانة) تظهر على خرجه كما يبينه الشكل 47-6.



شكل 47-6 - المبدل التماثلي/الرقمي

من الضروري عند تصميم المبدلات تحديد مجال التبديل أي قيم الجهد في الدخل التي يستطيع المبدل تحويلها إلى قيمة رقمية، ففي الشكل 47-6 يكون مجال التبديل محصوراً بين القيمتين (V_{ref+}, V_{ref-}) بحيث إنه:

- من أجل القيمة الصغرى $(V = V_{ref-})$ فإن العدد في الخرج $(N = 0)$.
 - من أجل القيمة العظمى $(V = V_{ref+})$ فإن العدد في الخرج $(N = 2^n)$.
- ولكن القيمة العظمى التي يأخذها الخرج هي $(N_{max} = 2^n - 1)$ وبالتالي فإن المبدل لن يستطع تبديل القيمة V_{ref+} .

ويرتبط جهد الدخل $V(t)$ بالقيمة الرقمية المحولة في خرج المبدل N بالعلاقة

التالية:

$$V = V_{ref-} + \frac{V_{ref+} - V_{ref-}}{2^n} \times N_{(10)} = V_{ref-} + Q \times N_{(10)} \quad (6-25)$$

وبحساب مقدار القيمة الرقمية N كتابع لـ V(t) نجد:

$$N_{(10)} = \frac{V - V_{ref-}}{Q} \quad (6-26)$$

حيث:

$$Q = \frac{V_{ref+} - V_{ref-}}{2^n} \quad (6-27)$$

وحيث Q: هي خطوة التبدل وهي التغير الأصغر في جهد الدخل الذي يؤدي إلى تغير مقدار القيمة الرقمية بالخرج بمقدار "1"، ويدعى أيضاً بالدقة التماثلية (أصغر تغير يمكن قياسه في جهد الدخل)، أما الدقة الرقمية للمبدل فتعطى بالعلاقة $(1/2^n)$.
وتعطى قيمة جهد الدخل العظمى للمبدل V_{max} بالعلاقة التالية:

$$V_{max} = V_{ref-} + \frac{V_{ref+} - V_{ref-}}{2^n} \times (2^n - 1) \quad (6-28)$$

$$= V_{ref-} + (V_{ref+} - V_{ref-}) - \frac{V_{ref+} - V_{ref-}}{2^n} \quad (6-29)$$

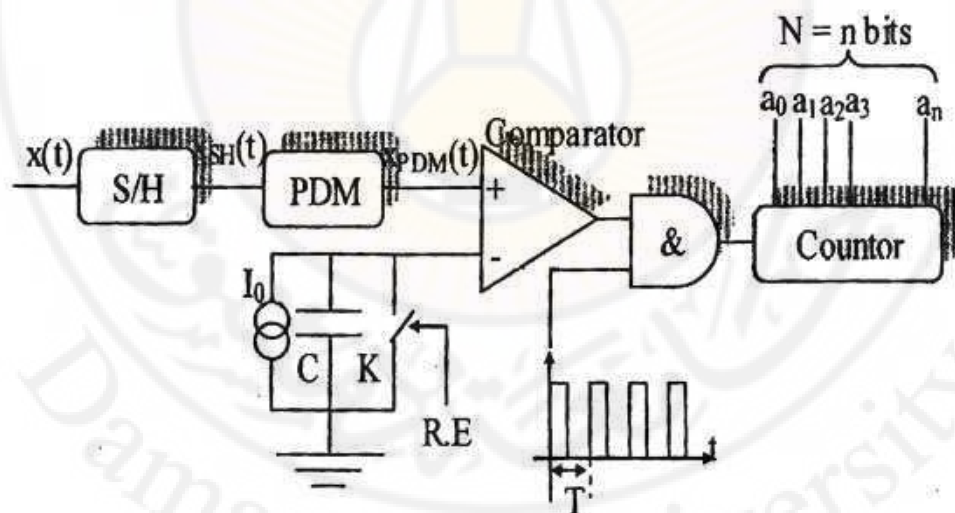
حيث:

$$V_{max} = V_{ref+} - Q \quad (6-30)$$

سنعرض فيما يلي وبشكل مختصر ثلاثة نماذج لهذه المبدلات والتي تختلف عن بعضها البعض بزمان التبديل والمساحة التي يشغلها على شريحة السليكون.

6-5-3-1- المبدل ذو المقارنة الخطية:

يوضح الشكل 6-48 المخطط الصندوقي للمبدل التماثلي الرقمي من النوع ذي المقارنة الخطية. يعتمد مبدأ عمل هذا النوع من المبدلات على أخذ عينات من الإشارة التماثلية الأساسية $x(t)$ وتعديلها بطريقة PDA (قطار من النبضات التي يتناسب عرضها مع مطال الإشارة الأصلية) ومقارنتها مع إشارة تتزايد بشكل خطي. يمكن شرح مبدأ عمل هذا المبدل على الشكل التالي:



شكل 6-48- المخطط الصندوقي للمبدل ذو المقارنة الخطية

(1) في اللحظة ($t = 0$)، يكون القاطع K بحالة وصل ويكون الجهد على المدخل العاكس للمقارن أي على طرفي المكثف ($V_C = 0$) ويؤهل العداد (Counter) بحيث يكون ($N = 0$).

(2) في اللحظة (t^+)، يفصل القاطع ويبدأ المكثف بالشحن تحت تأثير منبع التيار .

(3) الثابت I_0 ويبدأ الجهد على المدخل العاكس للمقارن بالزيادة خطياً مع الزمن وفق للمعادلة التالية:

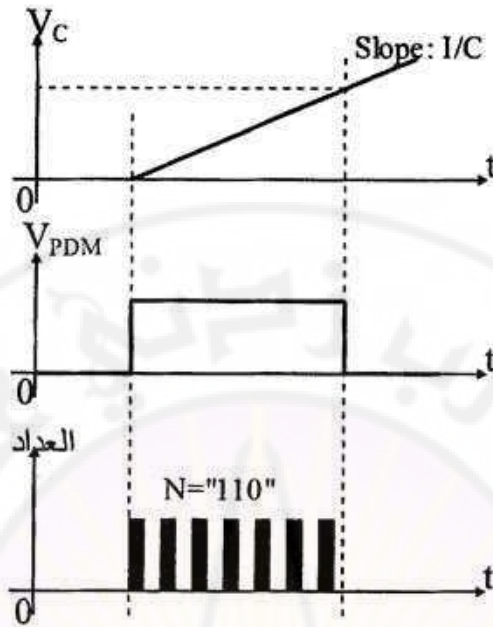
$$V_C = \frac{1}{C} \int I dt = \frac{I}{C} t \quad (6-30)$$

وطالما أن ($V_C > V_{PDM}$)، فإن محتوى العداد يزداد بمقدار "1" كل T حيث: (T هو دور ساعة النظام).

(4) عندما ($V_C = V_{PDM}$)، يبدل المقارن حالة خرجه لتصبح مساوية إلى الصفر ويحتفظ العداد بآخر قيمة سجلها N حيث:

$$N = \frac{C V_{in}}{I T} \quad (6-31)$$

فنهصل في خرج العداد على القيمة N التابعة لكل من C, T, I_0, T . ويوضح الشكل 49-6 مبدأ العمل المشروح سابقاً.

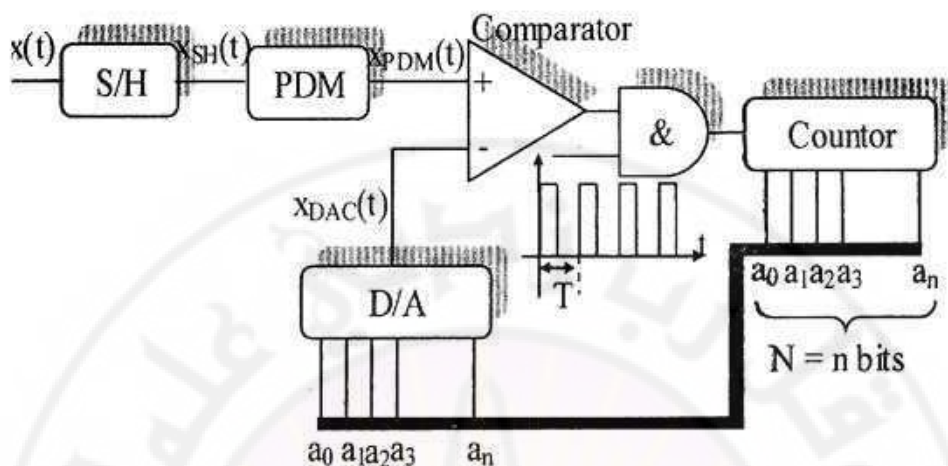


شكل 6-49- مبدأ عمل المبدل ذو المقارنة الخطية

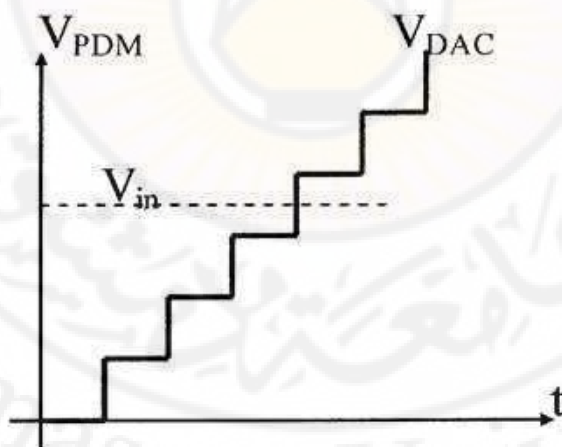
6-5-3-2- المبدل ذو المقارنة الرقمية:

تشبه دائرة هذا المبدل دائرة المبدل السابق، والفرق الوحيد بين الدائرتين هو استبدال دائرة التكامل في المبدل الأول (المكثف ومنبع التيار والقاطع) بمبدل رقمي/تمائلي كما هو موضح بالشكل 6-50. كما يبين الشكل 6-51 شكل الإشارة في خرج المبدل التماثلي/الرقمي.

ففي هذا المبدل، طالما أن $(V_{PDM} > V_{DAC})$ ، فإن محتوى العداد يزداد بمقدار "1" كل T حيث: T هو دور ساعة النظام. وعندما $(V_{DAC} = V_{PDM})$ ، يبدل المقارن حالة خرجة لتصبح مساوية إلى الصفر ويحتفظ العداد بآخر قيمة سجلها N ، حيث: $(N = kV_{PDM})$ و $(k = 1/q_{DAC})$ و q_{DAC} هو خطوة التبديل للمبدل الرقمي/التمائلي. ويكون زمن التبديل في كلا المبدلين السابقين كبيراً نسبياً.



شكل 6-50- المخطط الصندوقي للمبدل ذو المقارنة الرقمية

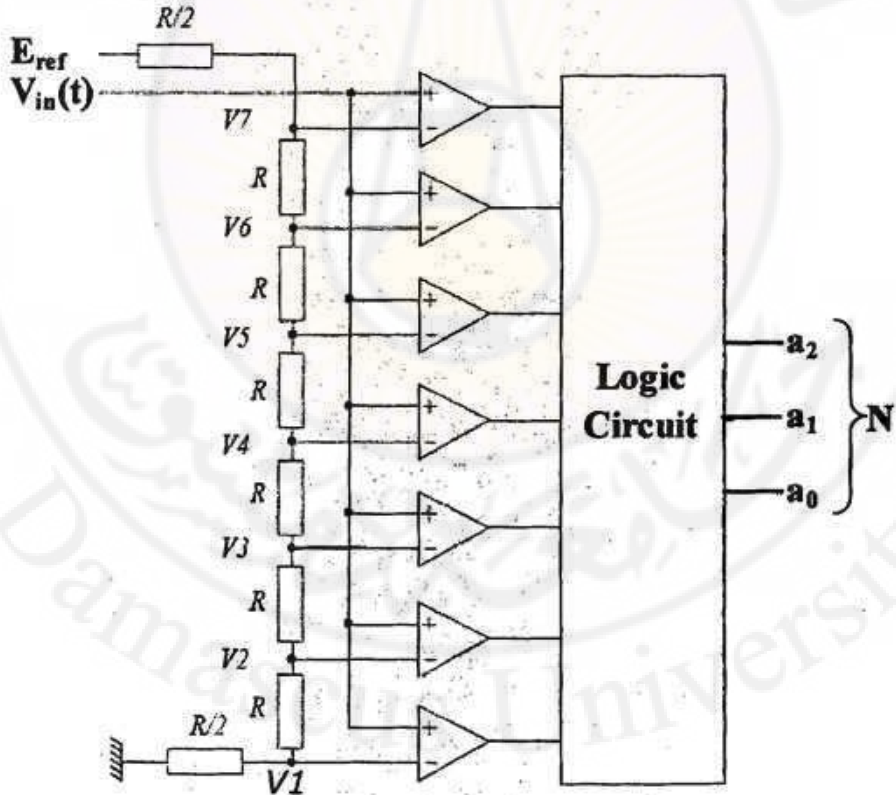


شكل 6-51- شكل إشارة خروج المبدل D/A

3-3-5-6 مبدل Flash أو المبدل الفرعي:

يُعدُّ هذا المبدل الأكثر سرعة بين المبدلات التماثلية/الرقمية، ويحتوي على عدد من المقارنات مساوية لعدد مستويات الجهد للإشارة المراد تبديلها. نصل المدخل غير العاكس لهذه المبدلات إلى الإشارة المراد تبديلها $x(t)$ بينما نصل المدخل العاكس لها إلى الجهد المرجعي E_{ref} عن طريق مجموعة من المقاومات كما هو موضح في الشكل 52-6.

تؤدي هذه المقاومات دوراً في تحديد مستوى الجهد المرجعي لكل مقارن على حدة حيث تتم مقارنة الإشارة المراد تبديلها مع المستويات المرجعية للمقارنات بنفس الوقت.



شكل 52-6 - مبدل Flash أو المبدل الفرعي

نطبق نتيجة المقارنة في مخارج المقارنات على مداخل دائرة منطقية تركيبية (مفكك ترميز) بغية تحويلها إلى قيمة رقمية ثنائية في خرج الدارة التركيبية. في المبدل الموضح بالشكل 6-52، نحدد مستويات الجهد المرجعي للمقارنات: $(V_1, V_2, V_3, \dots, V_7)$ على النحو التالي:

$$V_1 = E_{ref} \frac{R/2}{7R} = \frac{1}{14} E_{ref}$$

$$V_2 = E_{ref} \frac{(R + R/2)}{7R} = \frac{3}{14} E_{ref}$$

$$V_3 = E_{ref} \frac{(2R + R/2)}{7R} = \frac{5}{14} E_{ref}$$

$$V_4 = E_{ref} \frac{(3R + R/2)}{7R} = \frac{7}{14} E_{ref}$$

$$V_5 = E_{ref} \frac{(4R + R/2)}{7R} = \frac{9}{14} E_{ref}$$

$$V_6 = E_{ref} \frac{(5R + R/2)}{7R} = \frac{11}{14} E_{ref}$$

$$V_7 = E_{ref} \frac{(6R + R/2)}{7R} = \frac{13}{14} E_{ref}$$

فإذا كان $(V_3 < V_{in} < V_4)$ ، نحصل في خرج المقارنات على القيمة "0000111" حيث يشير العدد "0" إلى أن جهد الدخل أصغر من الجهد المرجعي للمقارن المفترض

ويشير العدد "1" إلى أن جهد الدخل أكبر من الجهد المرجعي للمقارن المعتمد. يتم بعد ذلك تحويل هذه القيمة بواسطة الدارة المنطقية التركيبية إلى قيمة رقمية ثنائية تعبر عن إشارة الدخل الأساسية V_{in} .

يتمتع هذا المبدل بالخصائص التالية:

1- السرعة العالية حيث يتحدد زمن التبدل بزمن انتشار المعطيات عبر المقارنات والدارة المنطقية التركيبية.

2- تعمل هذه المبدلات في الأنظمة الإلكترونية حيث يصل تردد الساعة لها إلى 50 MHz.

3- المحدد الوحيد لعمل هذه المبدلات هو العدد الكبير للمقارنات اللازم استخدامها والذي يتحدد بالعدد $(2^n - 1)$ مقارن من أجل مبدل يخرج رقمي مؤلف من n خانة.

مثال:

حدد بالنسبة للمبدل في الشكل 6-53 حالات خرج المقارنات والقيم الرقمية الثنائية المكافئة عند تطبيق إشارة تمثيلية تتغير قيمتها بين $[0, 5 \text{ V}]$ بخطوة مقدارها 1V. علماً بأن:

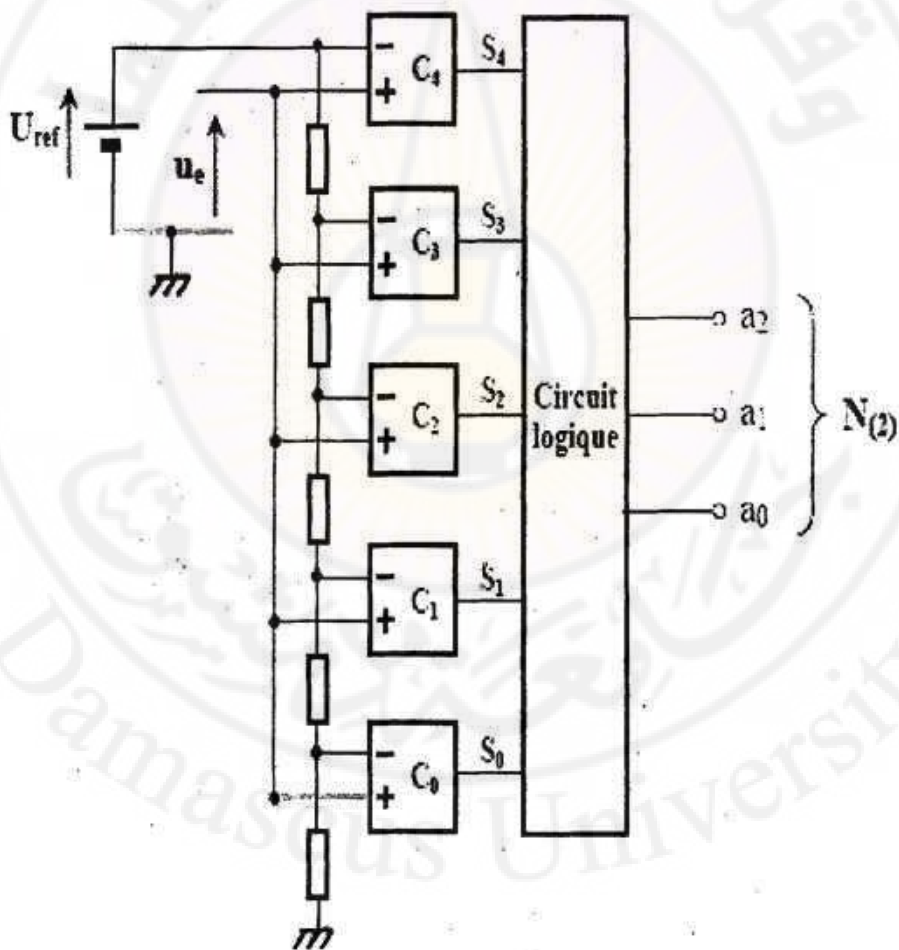
$$U_{ref} = 5V, U_0 = 1V, U_1 = 2V, U_2 = 3V, U_3 = 4V, U_4 = 5V$$

يوضح الجدول 4-6 مستويات جهود الدخل وحالة مخرج المقارنات والقيم الرقمية المكافئة لكل مستوى من جهود الدخل.

نلاحظ من الجدول السابق أنه عندما تكون قيمة جهد الدخل أقل من 1V (وهو جهد أصغر من جميع الجهود المرجعية للمقارنات) فإن خرج جميع المقارنات

تأخذ القيمة "0"، وبالتالي فإن القيمة الثنائية المكافئة تساوي "000" وفي النظام العشري تساوي 0V .

وفي الحالة الثانية أي الحالة التي يكون فيها جهد الدخل محصوراً بين القيمتين [1V , 2V] فإن خرج المقارن الأول فقط يأخذ القيمة "1" بينما تأخذ بقية المخارج القيمة "0"، وبالتالي فإن القيمة الثنائية المكافئة تساوي "001" وتساوي في النظام العشري 1V. وهكذا تتم المناقشة من أجل بقية الحالات.



شكل 53-6

n_e	Sorties comparateurs					Nombre $N_{(2)}$			$N_{(10)}$
	S_4	S_3	S_2	S_1	S_0	a_7	a_1	a_0	
$0V < u_2 < 1V$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$1V < u_2 < 2V$	0	0	0	0	1	0	0	1	1
$2V < u_2 < 3V$	0	0	0	1	1	0	1	0	2
$3V < u_2 < 4V$	0	0	1	1	1	0	1	1	3
$4V < u_2 < 5V$	0	1	1	1	1	1	0	0	4
$5V < u_2$	1	1	1	1	1	1	0	1	5

الفصل السابع

دارات التغذية الكهربائية المستمرة الخطية والمقطعة

Linear and Switched Mode D.C. Power Supply Circuits

مقدمة [1-14, 9, 8, 4, 1].

تُستخدم مصادر التيار الكهربائي المستمر لتأمين التغذية الكهربائية للدارات الكهربائية، حيث تُعدّ مصادر التغذية هذه الجزء الأكثر أهمية من أية دائرة إلكترونية. ومن الناحية العملية، يحتاج أي نظام إلكتروني إلى منبع واحد أو أكثر من منابع التغذية الكهربائية.

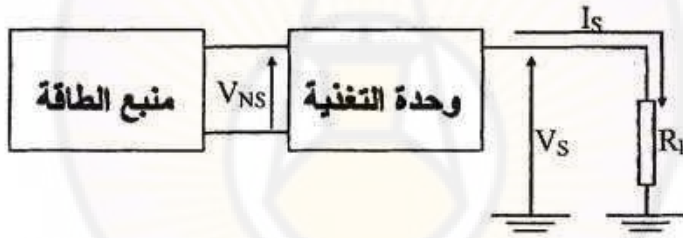
تُعرف وحدات التغذية المستمرة بأنها مولدات للجهد أو التيار المستمرين حيث تتمتع هذه المولدات بالخصائص المثالية لمانع الجهد والتيار المستمرين. سنركز دراستنا فيما يلي على منابع الجهد المستمر والتي تمثل ركناً أساسياً في بناء أية دائرة إلكترونية.

إن منبع الجهد المستمر حسب ما يبينه الشكل 7-1 هو جهاز يولد في خرجه جهداً مستمراً ثابتاً ومستقراً ومستقلاً قدر الإمكان عن التيار الذي يستهلكه الحمل، وذلك انطلاقاً من منبع محدد للطاقة (شبكة تيار المدينة - مدخلة -..... الخ). إن هذه الفكرة غير كافية لتوصيف سلوك منبع الجهد الحقيقي، لأن جهد الخرج لهذا المنبع لا يتعلق فقط بالتيار المستخرج منه وإنما أيضاً بجهد منبع الطاقة المفترض والذي يُعدّ بدوره غير مستقر. استناداً لما تقدم يمكن أن نكتب المعادلة التالية:

$$\Delta V_s = \frac{\partial V_s}{\partial V_{NS}} \Delta V_{NS} - \frac{\partial V_s}{\partial I_s} \Delta I_s \quad (7-1)$$

حيث: V_S هو جهد الخرج لمنبع التغذية
 V_{NS} هو جهد الدخل لمنبع التغذية (جهد خرج منبع الطاقة)
 I_S : تيار المستهلك بالحمل

يمثل الحد الأول من المعادلة التفاضلية (7-1) ممانعة الخرج الطبيعية لمنبع التغذية والذي يعبر عن التغير في جهد الخرج V_S تبعاً لتغيرات تيار الحمل I_S مع الأخذ بالحسبان أن الجهد V_{NS} يُفترض أنه ثابت. أما الحد الثاني من المعادلة التفاضلية فيمثل معامل استقرار جهد الخرج لمنبع الجهد V_S بالنسبة لجهد الخرج غير المستقر V_{NS} لمنبع الطاقة المفترض. في منابع الجهد المثالية يكون الحدان السابقان مساويين للصفر.



شكل 7-1- منبع الجهد المستمر

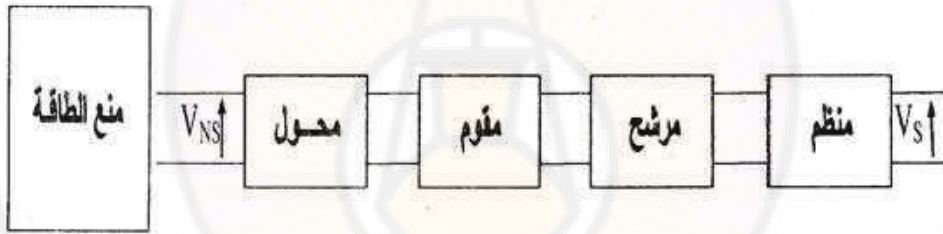
وأخيراً يمكن أن نميز نوعين من وحدات التغذية المستمرة وذلك تبعاً لطريقة تحقيق استقرار جهد الخرج:

- 1- وحدات التغذية الخطية (Linear Power Supplies): حيث يتم تحقيق الاستقرار بواسطة ممانعة محكمة مربوطة على التسلسل.
- 2- وحدات التغذية المتقطعة (Switched Mode Power Supplies): حيث يتم تحقيق الاستقرار بواسطة مُقطع محكوم.

1-7- وحدات التغذية الخطية (Linear Power Supplies):

من أجل تصميم وحدة تغذية خطية يمكن أن نستخدم كمصدر للطاقة إما مدخرة (بطارية) أو شبكة تيار المدينة ذات التردد 50 Hz وجهد الخرج 220 V. وسوف نستخدم في دراستنا اللاحقة المصدر الثاني كمنبع للطاقة.

يقدم الشكل 2-7 المخطط الصندوقي لوحدة التغذية الخطية، فانطلاقاً من شبكة تيار المدينة الموصوفة سابقاً، يجب تحويل جهد الخرج المتناوب لشبكة تيار المدينة إلى جهد متناوب متناسب مع جهد الخرج المستمر المراد الحصول عليه في خرج وحدة التغذية وذلك بواسطة محول مناسب.



شكل 2-7 المخطط الصندوقي لوحدة التغذية الخطية

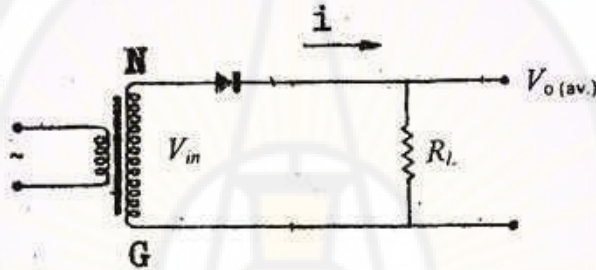
يُقومُ الجهد المتناوب في خرج المحول إلى جهد مستمر باستخدام دارات تقويم مناسبة تتألف من دائرة توحيد الاتجاه ودائرة ترشيح للتقليل من جهد التعرج، وفي النهاية يُنظم الجهد الناتج للحصول على جهد خرج مستمر ثابت ومستقر. سوف نتناول بالتفصيل فيما يلي كل دائرة من الدارات المستخدمة في بناء وحدة التغذية الخطية.

1-1-7- دارات التقويم لتيار أحادي الطور:

1-1-1-7- دائرة تقويم نصف موجة لتيار أحادي الطور:

Single Phase Half Wave Rectifier :

إن دائرة التقويم الأكثر بساطة هي دائرة توحيد نصف موجة لتيار أحادي الطور كما يبينه الشكل 3-7. تتألف هذه الدارة من ثنائي (d) ومنبع تيار كهربائي متناوب (E_i)، وهو غالباً ما يكون الملف الثانوي لمحول حيث يغذى الملف الأولي للمحول من الشبكة الكهربائية، ومن مقاومة حمل (R_L).



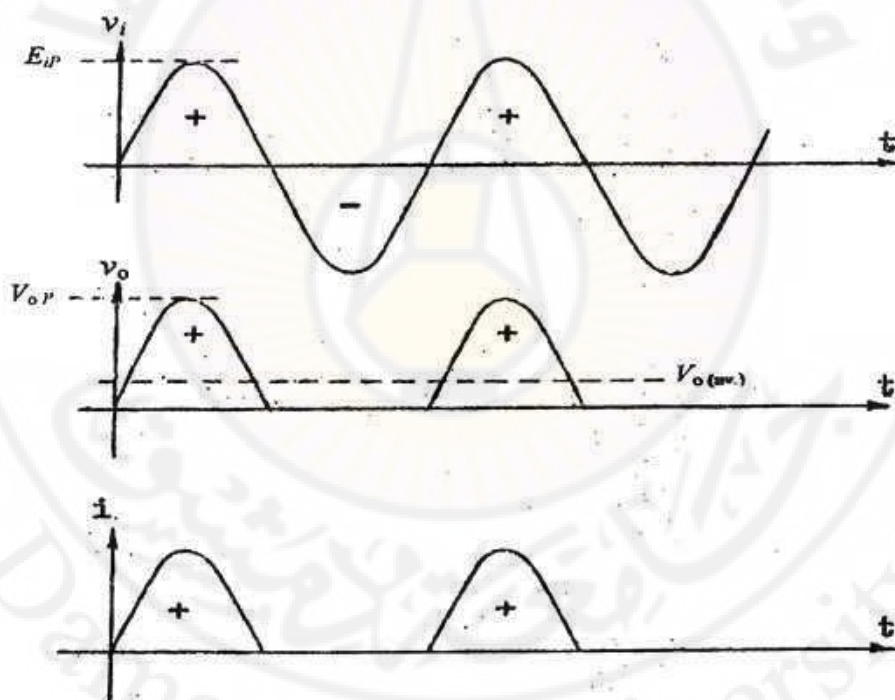
شكل 3-7- دائرة توحيد نصف موجة

يقدم منبع التغذية، إلى مقاومة الحمل عن طريق الثنائي، جهداً ذا شكل جيبى حسب المعادلة التالية: ($v = E_{ip} \sin \omega t$)، له قيمة لحظية (v_i) وقيمة عظمى (E_{ip}). ولن يسمح الثنائي بمرور التيار إلا في جهة واحدة فقط وذلك عندما يكون الطرف (N) موجباً بالنسبة للطرف (G). عندئذ يصبح الثنائي موصلاً ويمر التيار في مقاومة الحمل كما يبينه الشكل 4-7. وعندما يكون الطرف (N) سالباً، يصبح الثنائي في حالة قطع ولا يمكن للتيار أن يمر في الدارة. يكون جهد الخرج على طرفي مقاومة الحمل ذا شكل نصف موجة، وتكون القيمة المتوسطة لجهد الخرج هي [$v_o(av)$]:

$$v_{o(av)} = \frac{1}{T} \int v_o dt \quad (7-2)$$

حيث (v_o) هي القيمة اللحظية لجهد الخرج.
ويمكن التعبير عن القيمة المتوسطة لجهد الخرج منسوبة إلى القيمة العظمى لجهد الدخل (E_{ip}) كما يلي:

$$v_{o(av)} = 0.318 E_{ip} \quad (7-3)$$



شكل 4-7-آ موجة الدخل الجيبية، ب- الجهد على
طولي الحمل، ج- تيار مقاومة الحمل

يتألف جهد الخرج من جهد مستمر هو القيمة المتوسطة $[v_o(av)]$ إضافة إلى مركبات جهد متناوب. ويكون مردود دارة مقوم نصف موجة منخفضاً، وحتى إذا أهملنا المفايد في المحول والثاني فإن القيمة العظمى للمردود لا تتجاوز:

$$\frac{V_{o(av)} \times I_{(av)}}{V_{rms} \times I_{rms}} = \frac{40.6}{100} = 40.6\% \quad (7-4)$$

بالإضافة إلى ما يمكن أن يحدثه التيار المستمر (I_{av}) الذي يمر في ملفات المحول من إشباع جزئي مما ينقص بالتالي من المردود.

عندما تكون النقطة (N) في الشكل 3-7 موجبة، يكون الثنائي بحالة توصيل، ويكون الجهد على طرفيه صغيراً يمكن إهماله في العديد من التطبيقات. وعندما تصبح النقطة (N) سالبة، يصبح الثنائي بحالة قطع، ويكون الجهد على طرفيه مؤلفاً، حيثند، من جهد الدخل (v_i) مضافاً إليه الجهد على طرفي مقاومة الحمل (R_L) . وحيث إنه، في هذه اللحظة لا يمر أي تيار في الدارة يكون فرق الجهد على طرفي المقاومة صفراً. ويظهر فقط جهد المنبع على طرفي الثنائي وهو جهد عكسي بالنسبة للثنائي، أي أنه الجهد الذي يكون عنده الثنائي مقطوعاً. ويصل الجهد إلى قيمة عظمى تساوي (E_{ip}) وهو ما يطلق عليه هنا الجهد العكسي الأعظمي... ويجب من أجل هذا أن نختار ثنائياً، عند تصميم الدارة يتحمل هذا الجهد العكسي الأعظمي دون أن ينهار.

7-1-1-2- دارة تقويم موجة كاملة لتيار أحادي الطور:

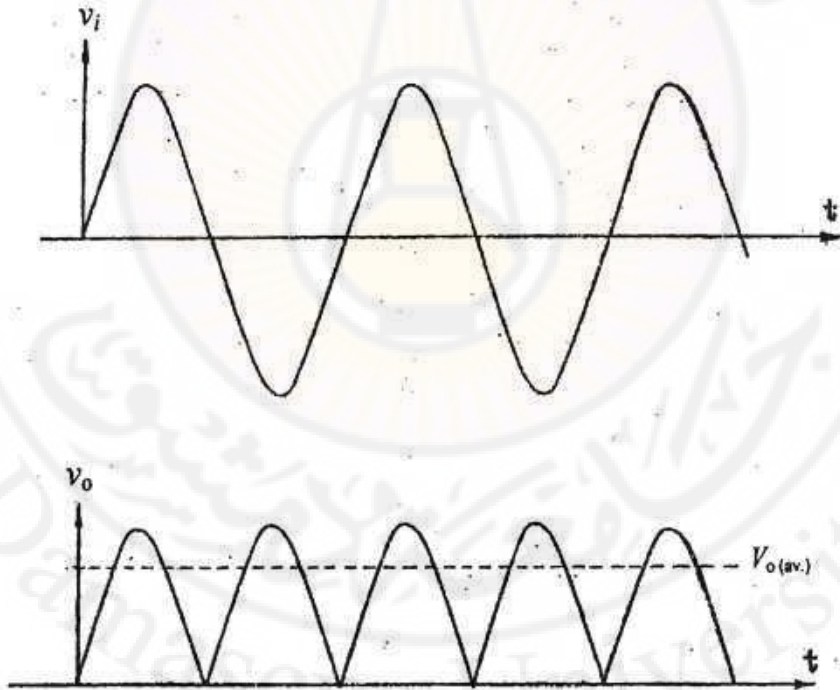
Single Phase Full Wave Rectifier:

إن تقويم الموجة الكاملة أكثر شيوعاً من توحيد نصف الموجة. يمكن لهذه الدارة أن تقدم للحمل تياراً كهربائياً خلال نصفي موجة التيار المتناوب. فيؤدي هذا إلى زيادة

إيجابية من النقطة (N_2)، يكون الشنائي (D_1) موصلاً ويكون الشنائي (D_2) بحالة قطع، ويمر التيار في مقاومة الحمل حسب ما يمثله السهم المقطع.

وفي أثناء نصف الموجة السالب، أي عندما تكون النقطة (N_2) أكثر إيجابية من النقطة (N_1)، يكون الشنائي (D_2) موصلاً ويكون الشنائي (D_1) بحالة قطع، ويمر التيار في مقاومة الحمل حسب ما يمثله السهم الخطي (غير المقطع).

نلاحظ أن كلا السهمين يمران في مقاومة الحمل بنفس الاتجاه، وهذا يعني أن التيار العائد لنصفي الموجة الموجب والسالب يمر في مقاومة الحمل بنفس الاتجاه كما لو أن أنصاف الموجة السالبة قُلبت نحو الأعلى حسب ما يبينه الشكل 6-7 الذي يبين أشكال الجهود في الدارة.



شكل 6-7- أشكال الجهود في دائرة تقويم موجة كاملة

يكون شكل الجهد على طرفي المقاومة هو أنصاف موجة موجبة تظهر في اتجاه واحد. ويمكن أن نعكس اتجاه التيار أي يمكن أن نجعل أنصاف الموجة سالبة فقط وذلك إذا عكسنا وضع الثنائيات بالنسبة لباقي عناصر الدارة.

من الشكل 6-7 نلاحظ أن القيمة المتوسطة $[v_o(av)]$ لجهد الخرج هي ضعف ما هي عليه في دارة تقويم نصف موجة وتساوي إلى $(0.637 E_{ip})$. وتكون مركبات الجهد المتناوب هنا أصغر منها في حالة دارة توحيد نصف موجة وذات تردد يساوي إلى ضعف تردد جهد المتبع.

أما دارة الشكل (ب) فهي دارة تقويم موجة كاملة تستعمل جسر تقويم ذا أربعة ثنائيات حيث نستغني هنا عن ملف ثانوي ذي نقطة مركزية لمحول. يكون عمل الدارة هذه كعمل الدارة السابقة تماماً، ويمكن فهم عملها بملاحظة اتجاه الأسهم المقطعة والأسهم الخطية (غير المقطعة)، ونلاحظ ما يلي:

عند نصف الموجة الموجب، تكون النقطة (A) موجبة والنقطة (B) سالبة فيمر التيار من النقطة (A) أي من مخرج المحول، إلى النقطة (C) عبر الثنائي (D_1) ومن النقطة (C) إلى النقطة (D) خلال مقاومة الحمل، ومن النقطة (D) إلى النقطة (B) وهي الطرف الآخر لمخرج المحول عبر الثنائي (D_4) .

ومن أجل النصف الثاني للموجة، أي عند نصف الموجة السالب، تكون النقطة (B) موجبة والنقطة (A) سالبة وسيمر التيار من النقطة (B) إلى النقطة (C) عبر الثنائي (D_3) ثم مقاومة الحمل فالنقطة (D) ثم الثنائي (D_2) فالنقطة (A) الطرف الأول للمحول.

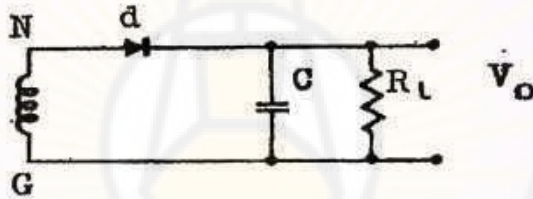
ونلاحظ أيضاً أن التيار العائد لنصف في الموجة الموجب والسالب يمر في مقاومة الحمل بنفس الاتجاه، ويكون شكل الجهد على طرفي المقاومة هو أنصاف موجة موجبة تظهر في اتجاه واحد. ويمكن أن نجعل أنصاف الموجة سالبة فقط وذلك إذا عكسنا وضع الثنائيات بالنسبة لباقي عناصر الدارة.

2-7- دارات الترشيح:

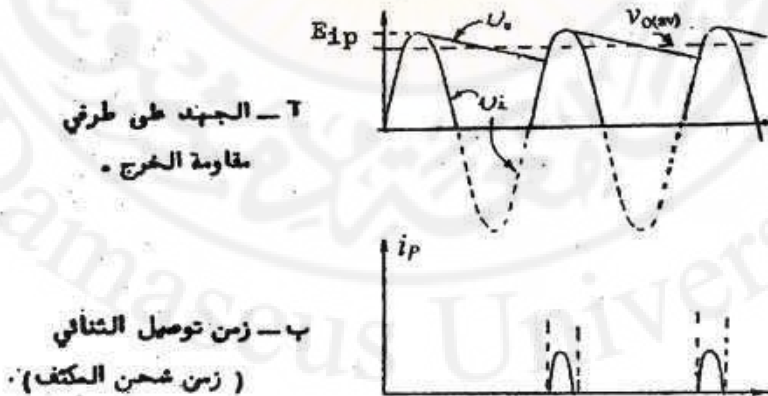
تستخدم دارات التقويم دارات ترشيح من أجل الحصول، تقريباً، على تيار مستمر خال إلى حد كبير من مركبات التيار المتناوب. فهي تعمل إذاً، على رفع مردود دارة التقويم حتى قيمة مرتفعة تقارب 100 %.

1-2-7- دارة مرشح بسيط بمكثف:

يمكن رفع مردود دارة التقويم بإضافة مكثف على التوازي مع مقاومة الحمل (R_L) كما يبينه الشكل 7-7. سيشحن عندها المكثف خلال زمن مرور التيار إلى القيمة العظمى لجهد الدخل المتناوب المطبق، وسيفرغ المكثف شحنته جزئياً خلال الزمن الذي لا يمر فيه التيار كما يبدو في الشكل (7-8-أ).



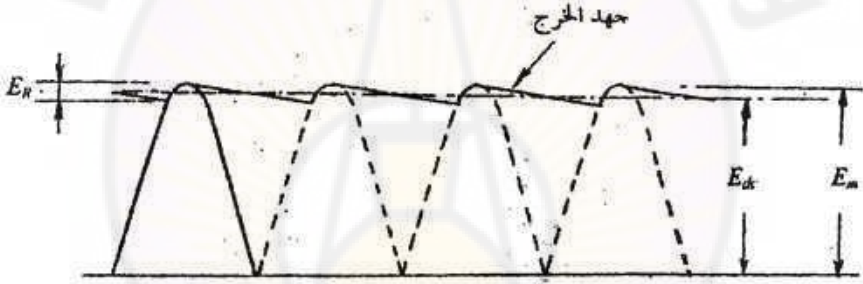
شكل 7-7- دارة تقويم نصف موجة ذات مرشح بمكثف



شكل 7-8- الجهد على طرفي مقاومة الخرج لدارة الشكل 7-7

أما الزمن الذي يمر فيه التيار في الدارة، أي عندما يكون الثنائي بحالة توصيل، فهو الزمن الذي تكون عنده القيمة اللحظية لجهد الخرج (v_o) على طرفي المكثف أصغر من القيمة اللحظية لجهد الدخل (v_i)، وذلك بفرض إهمال الضياع في الجهد في كل من منبع والثنائي.

ستكون القيمة المتوسطة لجهد الخرج [$v_o(av)$] أكبر في هذه الحالة مما لو لم يكن هناك مكثف على طرفي مقاومة الحمل كما يبينه الشكل 7-8-أ- بالنسبة لدارة تقويم نصف موجة ذات مرشح بمكثف وكما يبينه الشكل 7-9 بالنسبة لدارة تقويم موجة كاملة ذات مرشح بمكثف.



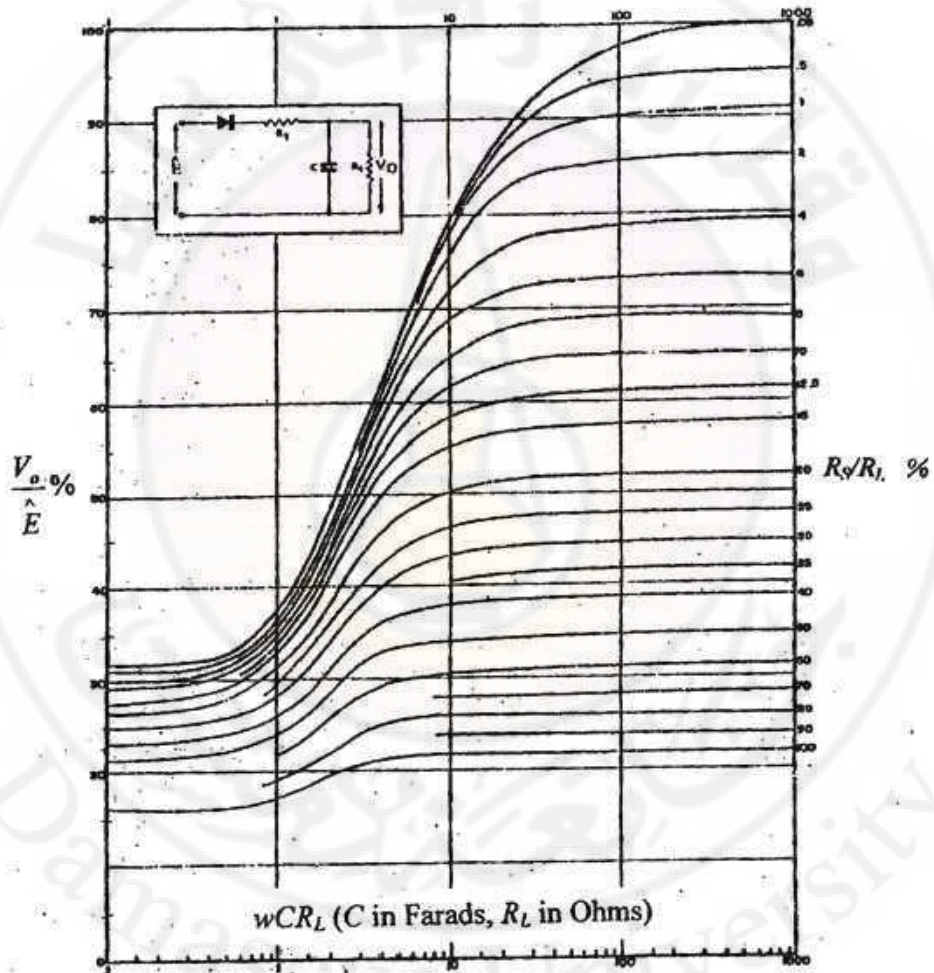
شكل 7-9- شكل موجة الجهد على مقاومة الحمل في دارة

تقويم موجة كاملة ذات مرشح بمكثف

ويمكن أن تصل القيمة المتوسطة إلى القيمة العظمى لجهد الدخل (E_{ip}) إذا كان ثابت الزمن (CR_L) كبيراً، وعندها يمكن أن تكون مركبات الجهد المتناوب صغيرة جداً ويمكن إهمالها في تطبيقات كثيرة.

تستعمل أحياناً مقاومات صغيرة تربط على التسلسل مع الثنائي تفيد من الحد في قيمة التيار المار في الثنائي وحمايته من الاحتراق.

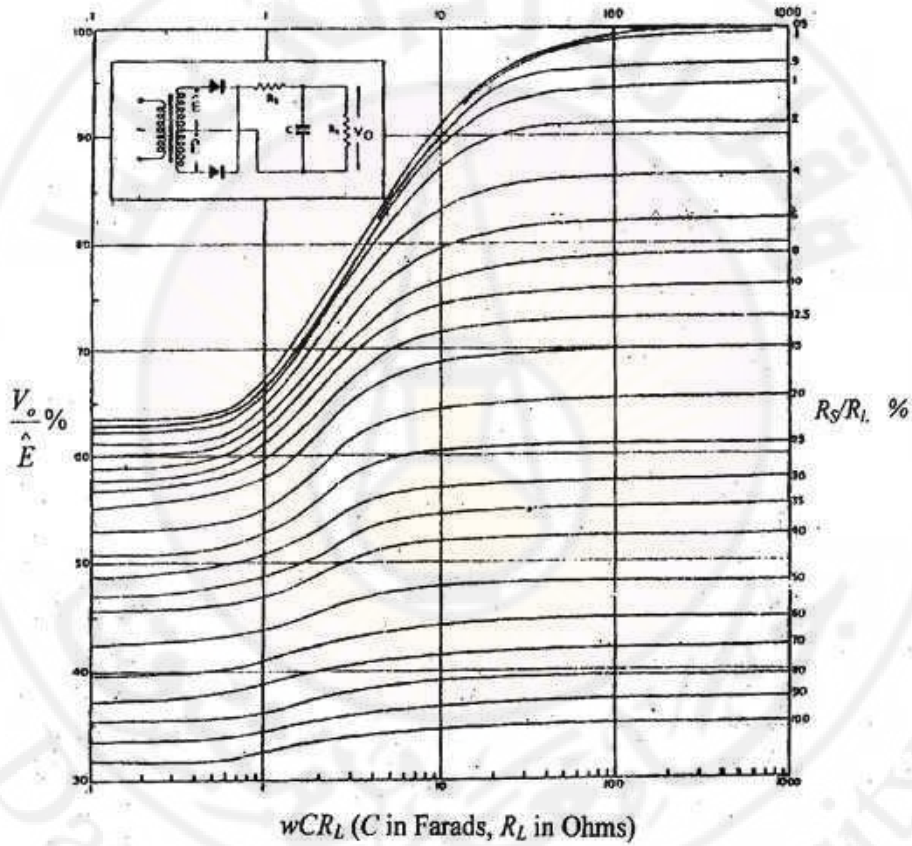
ويمكن، بالاعتماد على المخططين المبينين في الشكلين 10-7 و 11-7 حساب قيمة السعة (C) المناسبة للمرشح في دائرة توحيد نصف موجة وفي دائرة تقويم موجة كاملة من أجل الحصول على جهد خرج مستمر (V_o) يكون أقرب ما يمكن إلى القيمة العظمى لجهد منبع التغذية.



شكل 10-7- العلاقة بين قيمة الذروة للجهد المتأرجح المطبق وجهد الخرج

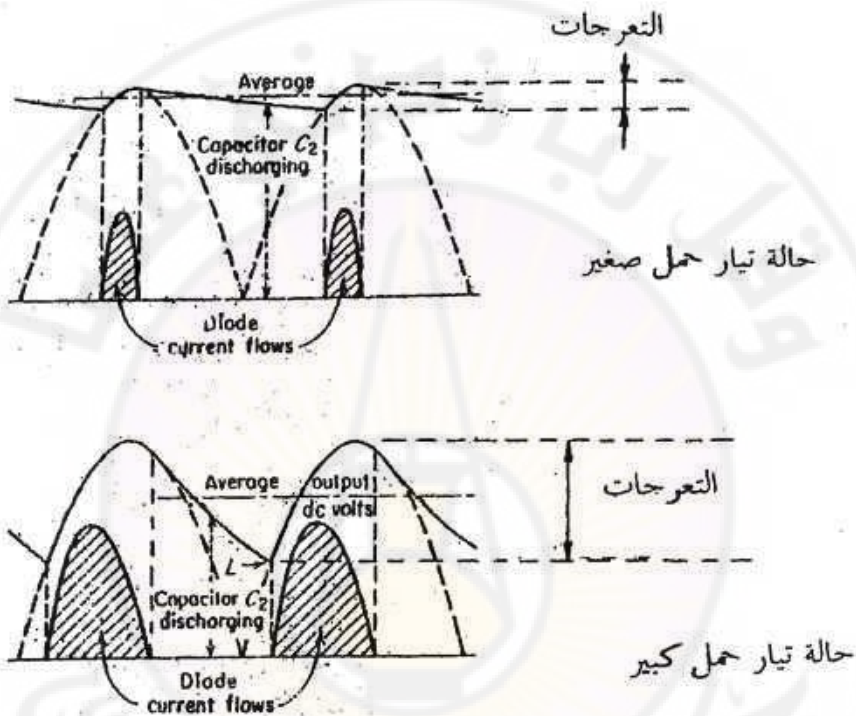
المستمر في دائرة تقويم نصف موجة ذات مرشح بمكثف

تسمى الدارة السابقة بدارة المرشح ذي المكثف. وكما لاحظنا سابقاً، فإن خرج هذه الدارة يحتوي على تعرجات، وهذه التعرجات تزداد قيمتها بازدياد قيمة تيار الحمل الذي يقدمه المرشح كما يبدو في الشكل 7-12 وذلك من أجل سعة محددة للمكثف وذلك لأن تزايد قيمة تيار الحمل تعني تناقص قيمة مقاومة الحمل.



شكل 7-11- العلاقة بين قيمة الذروة للجهد المتناوب المطبق وجهد الخرج المستمر في دارة تقويم موجة كاملة ذات مرشح بمكثف

قد لا يبدو شكل جهد الخرج مرضياً وخصوصاً إذا كانت دائرة التغذية ستغذي مكبراً للإشارة حيث يتوجب في هذه الحالة أن يكون جهد الخرج أنعم ما يمكن. إلا أنه يمكن أن تقل بقيمة تعرجات كبيرة إذا كانت دائرة التغذية ستغذي مدخرات مثلاً.



شكل 7-12- تأثير قيمة تيار الحمل على شكل جهد الخرج

وبصورة عامة، يمكن أن نحسن من خاصية الترشيح باختيار مكثفات ترشيح ذات سعات أكبر، إلا أن لهذا الاختيار حدود فالمكثف ذو السعة الكبيرة جداً ذو ممانعة صغيرة جداً أمام تيار الشحن وخصوصاً عندما يكون فارغاً كلياً، وقد يكون التيار المار عبر الثنائي في هذه الحالة كبيراً جداً وقد يحترق الثنائي.

أما ما يخص تقدير قيمة الجهد العكسي الموجود على طرفي الثنائي في دائرة الشكل 7-7، فإن الأمر يختلف عما هو عليه في حال عدم وجود مكثف. إن الجهد العكسي الموجود على الثنائي يتألف أيضاً من جهد الدخل (v_i) وجهد الخرج (v_o) وحيث إن جهد الخرج هذا موجود على طرفي المكثف فهو لا يساوي صفرًا حتى في حال كون الثنائي بحالة قطع.

وبافتراض أن الثابت الزمني ($C R_L$) كبير جداً، فإن جهد الخرج، في هذه الحالة، يصل إلى القيمة العظمى لجهد الدخل (E_{ip})، ويصبح الجهد الأعظمي العكسي على الثنائي مساوياً إلى الجهد الأعظمي (E_{ip}) عند المدخل مضافاً إليه الجهد عند المخرج الذي هو (E_{ip}) أيضاً. فالجهد الأعظمي العكسي على الثنائي (V_{rp}) يصبح مساوياً إلى ($2 E_{ip}$). ويجب في هذه الحالة اختيار ثنائي يتحمل هذا الجهد العكسي الذي يمكن أن يكون كبيراً بما فيه الكفاية ويؤدي إلى إتلاف الثنائي.

لنفرض، مثلاً، أن القيمة الفعالة للجهد المطبق هي:

$$E_{i(rms)} = 100 \text{ V}$$

يكون الجهد الأعظم العكسي في هذه الحالة مساوياً إلى:

$$V_{rp} = 2 \sqrt{2} E_{i(rms)} = 283 \text{ V}$$

وعندما لا تكون دائرة التغذية متصلة مع الحمل مباشرة، أي أنها ليست متصلة مع دائرة خارجية، فإنه يجب إضافة مقاومة تمرير (R_b) حسب ما يبينه الشكل 7-13، تربط على التوازي مع المكثف بشكل دائم تشكل ممراً داخلياً يفيد في تفريغ المكثف عند عدم وجود مقاومة حمل خارجية.

يلاحظ أنه في حال عدم وجود مقاومة تمرير، وبفرض عدم توصيل الحمل إلى دائرة التغذية، فإن مكثف المرشح يبقى مشحوناً ولا يمكن لهذا المكثف أن يفرغ شحنته إلا عن طريق الثنائيات المستقطبة عكسياً، ويستغرق هذا مدة زمنية طويلة حيث يكون التفريغ بطيئاً جداً في هذه الحالة ويشكل هذا خطراً وخصوصاً إذا كان الجهد مرتفع القيمة.



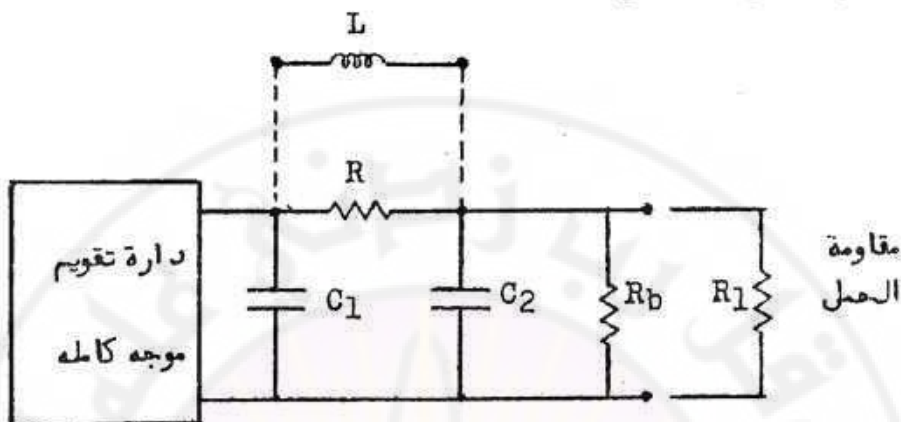
شكل 7-13- مقاومة تمرير تُربط مع خرج المرشح

7-2-2- دائرة مرشح نوع π :

إن دائرة الترشيح السابقة ذات المكثف الوحيد لا تعطي نتائج جيدة، إلا أنه يمكن باستعمال دارات ترشيح أكثر تعقيداً تربط مع دائرة تقويم موجة كاملة الحصول على نتائج جيدة. تذكر من هذه الدارات، الدارة ذات الشكل π كما يبينه الشكل 7-14. يتألف هذا المرشح من مكثفين (C_1) و (C_2) تُربط بينهما مقاومة (R) أو ملف (L) ، إلا أنه يفضل استعمال المقاومة بدلاً عن الملف اختصاراً للكلفة والوزن والحجم. إن تيار الحمل الذي يمر خلال المقاومة (R) لا يزال يحمل أيضاً، بالإضافة إلى المركبة المستمرة، مركبات متغيرة (مركبات تيار متناوب).

تحدد سعة المكثف (C_2) بحيث يشكل هذا المكثف ممانعة صغيرة جداً بالمقارنة مع مقاومة المرشح (R) وذلك عند تردد مركبات التيار المتناوب. أي يجب أن تكون ممانعة المكثف (C_2) عند 100 نبضة بالثانية أقل من 10 % من قيمة المقاومة (R) .

تحت هذه الشروط، يشكل المكثف دائرة قصر أمام التفرجات ويسهل مرورها إلى الأرض ويخلص تيار الحمل منها.



شكل 7-14- دائرة مرشح نوع π

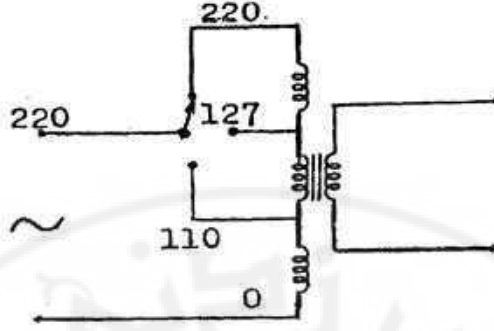
مثال:

إذا كانت مقاومة المرشح ($R = 33 \Omega$) فإن ممانعة المكثف (X_C) عند 100 نبضة بالثانية يجب أن تكون ($X_C < 3.3 \Omega$)، ومنه:

$$X_C = 1 / (2 \pi f C) = 3.3 \Omega$$

$$C = 480 \mu F$$

تُستعمل في دوائر التغذية، عادة، محولات ذات ملف ابتدائي لها عدة مداخل كما يبدو في الشكل 7-15، من أجل اختيار قيمة جهد متناوب مناسب عند مدخل المحول، وتكون عادة: (110 - 127 - 220) فولت.



شكل 7-15- محول متعدد المداخل

إن جهد خرج دائرة التقويم يتألف من مركبة جهد مستمر هي القيمة المتوسطة $[V_{o(av)}]$ مضافاً إليها مركبات جهد متناوب. تُعدُّ قيمة التعرجات منسوبة إلى المركبة المسنمة للتيار أو للجهد قياساً لمدي جودة خرج دائرة التقويم وتسمى بعامل التعرج، ومنه:

عامل التعرج = (القيمة الفعالة لمركبات التيار المتناوب) \ (مركبة التيار المستمر)

يتألف تيار حمل دائرة التقويم من مركبة تيار مستمر (I_{dc}) ومن قيمة فعالة لجميع مركبات التيار المتناوب (I_{ac}) . وتكون القيمة الفعالة (I_{rms}) لتيار الحمل الكلي، مساوية بالتحديد إلى:

$$I_{ac} = \sqrt{I_{rms}^2 - I_{dc}^2}$$

وحيث إن عامل التعرج، بحسب التعريف، يساوي إلى:

$$\text{Ripple Factor} = I_{ac} / I_{dc}$$

وبالتعويض ينتج:

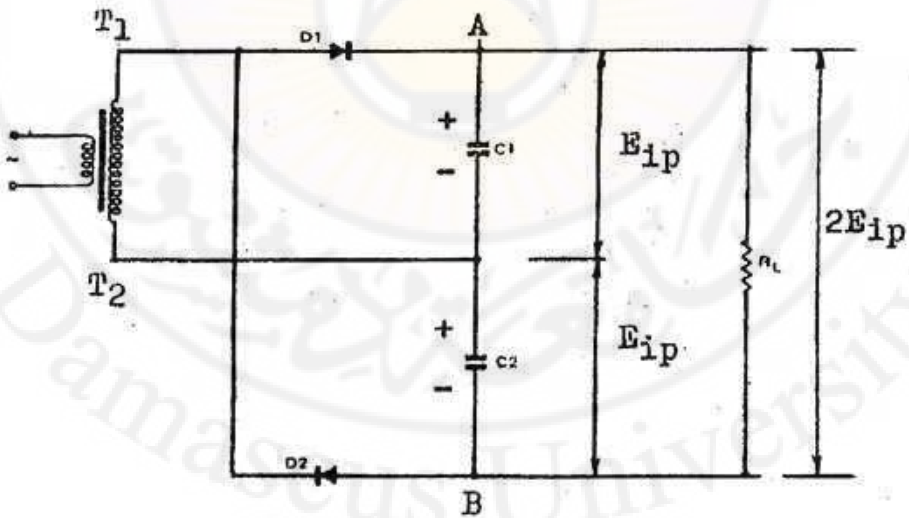
$$\text{Ripple Factor} = \sqrt{\frac{I_{rms}^2 - I_{dc}^2}{I_{dc}^2}} \quad (7-5)$$

$$\text{Ripple Factor} = \sqrt{\left(\frac{I_{rms}}{I_{dc}}\right)^2 - 1}$$

ويمكن قياس كل من (I_{rms}) و (I_{dc}) بواسطة أجهزة قياس تيار متناوب وتيار مستمر.

3-7- مضاعفات الجهد:

يمكن الحصول على جهود مستمرة أكبر من القيم العظمى لجهد الدخل (E_{ip}) وتعمل الدارة، عندئذ، على مضاعفة الجهد بعدد من المرات، مرة واحدة، أو اثنتين أو ثلاثة أو أكثر. يبين الشكل 16-7 مثلاً عن دائرة مضاعف جهد.



شكل 16-7 - دائرة مضاعف جهد

عندما يكون الطرف (A) موجباً خلال النصف الأول من الموجة، يمر التيار من (T_1) إلى (A) عبر (D_1) الذي يصبح موصلاً فيشحن المكثف (C_1) إلى القيمة العظمى (E_{ip}) لجهد الدخل ثم يتابع التيار إلى الطرف (T_2)، وخلال هذا النصف من الموجة يبقى (D_2) في حالة قطع.

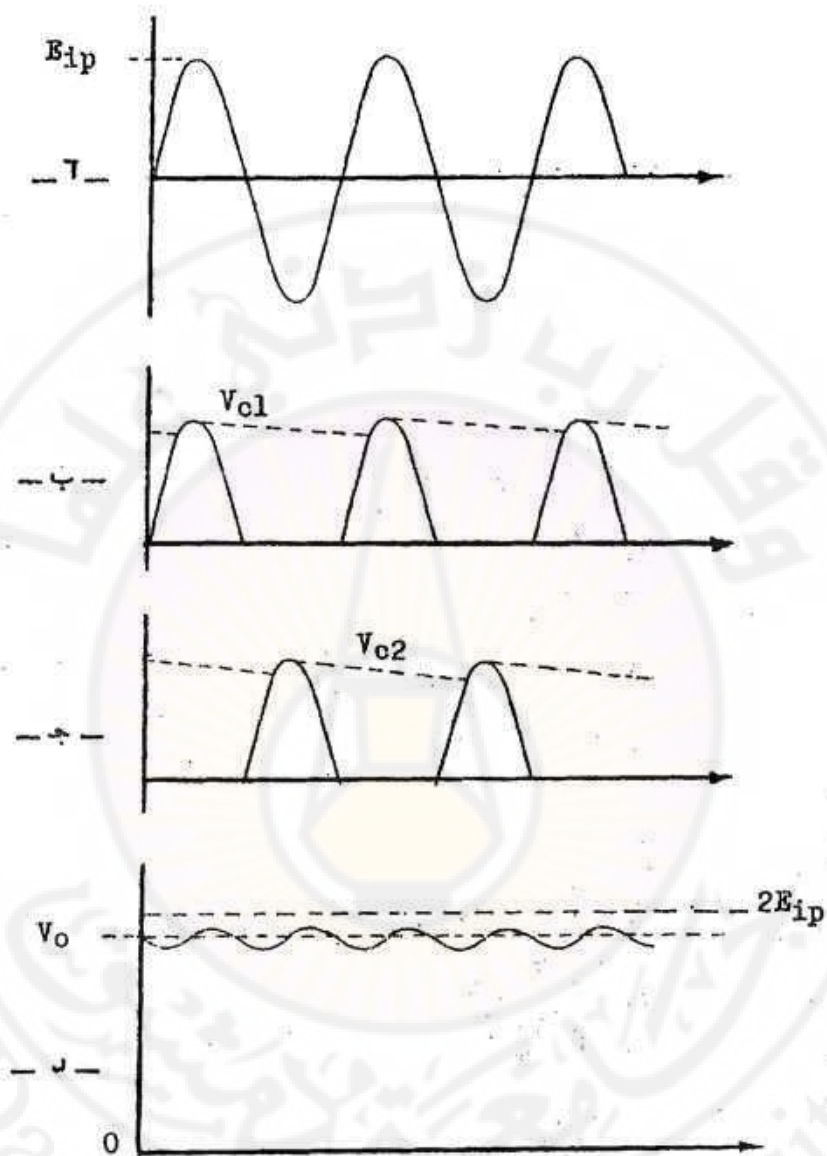
وخلال النصف الثاني من الموجة، يصبح الطرف (T_2) موجباً، فيوصل (D_2) ويتم شحن المكثف (C_2) إلى الجهد (E_{ip}) بسبب مرور التيار من الطرف (T_2) إلى النقطة (B) عبر (C_2) ثم الطرف (T_1) عبر الثنائي (D_2). يصبح بالتالي فرق الجهد بين النقطتين (A) و (B) مساوياً إلى ($2 E_{ip}$).

وعندما تُربط مقاومة الحمل بين النقطتين (A) و (B) فإنه يمكن أن نقول أن كلا المكثفين (C_1) و (C_2) يشحنان خلال نصفي الموجة المتتالية إلى القيمة العظمى تقريباً لجهد الدخل. ويبين الشكل 7-17 قيمة الجهد على طرفي كل مكثف وكذلك جهد الخرج على طرفي مقاومة الحمل (R_L).

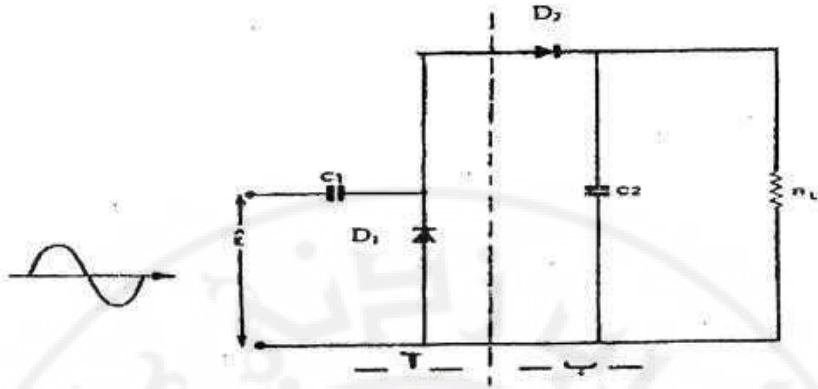
يبين الشكل 7-18 دائرة أخرى لمضاعف جهد حيث يمكن فهم عمل هذه الدارة وذلك بافتراض أنها مؤلفة من دارتين، ($\bar{A}$) و (B).

تتألف الدارة ($\bar{A}$) من مكثف (C_1) و ثنائي (D_1) وتعطي هذه الدارة عند مخرجها على طرفي (D_1) الإشارة المبينة في الشكل 7-19، أي أن الدارة ($C_1 - D_1$) تعمل على إزاحة الإشارة نحو الأعلى فتتغير الإشارة عند مخرج الدارة ($\bar{A}$) بين قيمتين: القيمة صفر والقيمة ($2 E_{ip}$).

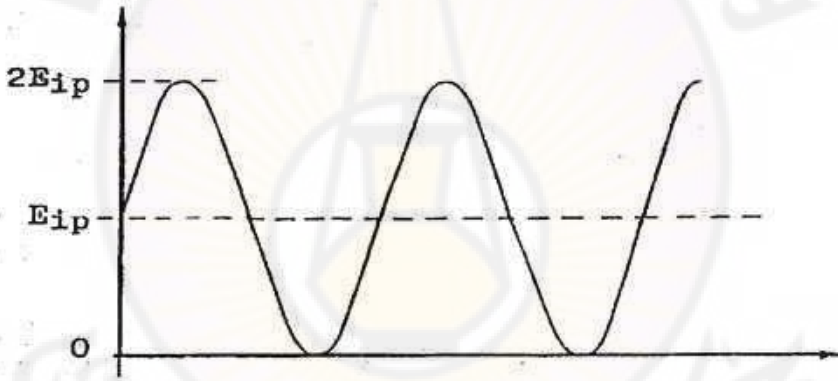
يُطبق على مدخل الجزء (B) من دائرة مضاعف الجهد، الإشارة المأخوذة على مخرج الدارة ($\bar{A}$)، فيوصل الثنائي (D_2) ويشحن المكثف (C_2) إلى قيمة تساوي تقريباً ($2 E_{ip}$)، ويبقى الثنائي (D_2) موصلاً طالما أن الجهد عند مصعبه لا يزال أعلى من جهد المكثف (C_2).



شكل 17-7- أ- إشارة الدخل، ب- الجهد على طرفي (C_1)
 ج- الجهد على طرفي (C_2) ، د- الجهد على طرفي الحمل

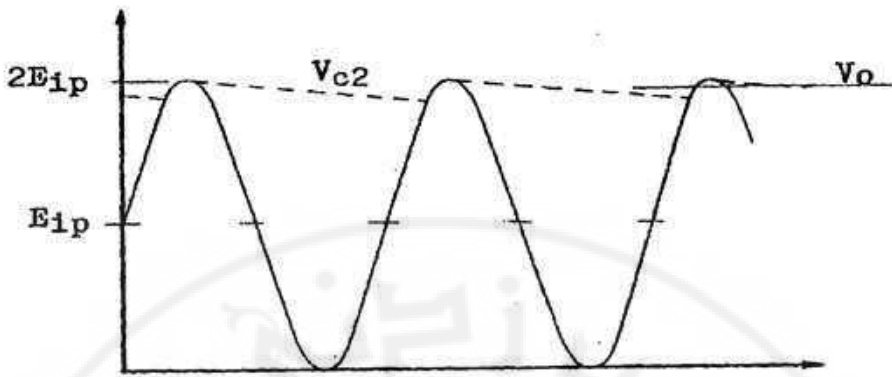


شكل 7-18- دائرة مضاعف جهد



شكل 7-19- جهد الخرج على طرفي الثنائي (D_1)

عندما يبدأ الجهد عند مدخل الجزء (ب) بالهبوط، تصبح قيمة الجهد على طرفي المكثف (C_2) أعلى من قيمة الجهد على مصعد الثنائي (D_2) فيصبح هذا الثنائي بحالة قطع ويفرغ المكثف شحنته، عندئذ، في مقاومة الحمل (R_L). يبين الشكل 7-20 تغير الجهد على طرفي المكثف (C_2).



شكل 7-20- جهد الخرج على طرفي المكثف (C_2)

إن قيمة جهد التعرجات هي نفسها تقريباً في دارتي مضاعف الجهد السابقتين، إلا أن تردد التعرجات في الدارة الأولى هي ضعف تردد التعرجات في الدارة الثانية، وهذا ما يجعل عملية الترشيع أسهل للدارة الأولى مما هي للدارة الثانية. وحيث إن الجهد على طرفي المكثف (C_2) في الدارة الثانية هو ضعف القيمة العظمى لجهد الدخل، فيجب أن نختار المكثف (C_2) بحيث يمكنه أن يتحمل هذا الجهد. في كلا الدرتين يجب أن يتحمل الثاني جهداً عكسياً يساوي ضعف القيمة العظمى لجهد الدخل.

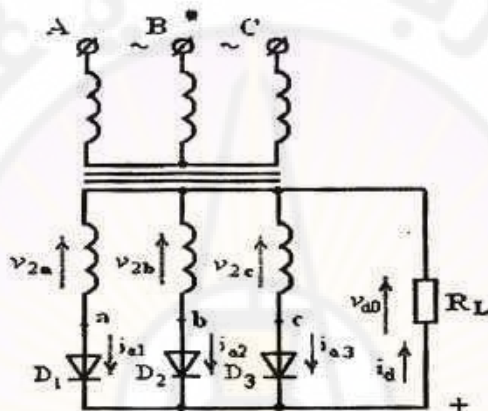
4-7- دارات التقويم لتيار ثلاثي الطور:

Three-phase rectifier circuits

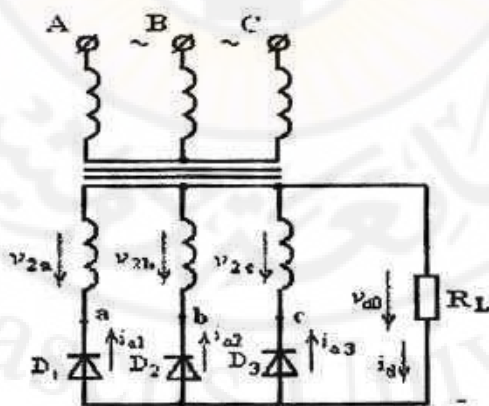
تستخدم دارات التقويم ثلاثية الطور لتغذية الأجهزة والأحمال ذات القدرة الكبيرة والمتوسطة (الكبيرة $100KW < 100KW$ ، المتوسطة $100KW < 1KW$). ومن أهم ما تمتاز به هذه الدارات عن نظيراتها أحادية الطور: ضالة التموجات في جهد الخرج، وتحقيق توزيعاً متساوياً للأحمال على أطوار الشبكة الثلاثة.

7-4-1- دائرة التحويل ثلاثية الطور ذات النقطة المشتركة (تقوم نصف موجة):

في هذه الدارة يكون دائماً أحد المقومات في حالة تمرير، إذ إنها تتناوب العمل فيما بينها كل ثلث دور للشبكة، فيمر التيار عبر الثنائي ذي الجهد الأعلى على مصعده، فيصبح جهد الخرج يساوي دائماً أكبر جهد دخل موجب لحالة الدارة ذات المجموعة المهبطية (الشكل 21-7) وأكبر جهد دخل سالب لحالة الدارة ذات المجموعة المصعدية (الشكل 22-7).



شكل 21-7



شكل 22-7

هنا سوف نتناول المجموعة المهبطية فقط أي المجموعة التي تترابط مهابطها في نقطة واحدة مشتركة. ولا تختلف دائرة المجموعة المصعدية عنها في شيء سوى في اتجاه التيارات والجهود.

يبين الشكل 7-23 المخططات الزمنية لدائرة المجموعة المهبطية فابتداء من اللحظة θ_1 يكون الجهد v_o هو أعلى الجهود، لذلك يبدأ التيار بالمرور عبر المقوم الأول D_1 وفي اللحظة θ_2 يقفل المقوم D_1 ويوصل D_2 لكون الجهد v_o أصبح أكبر من v_o ويستمر D_2 بالتمرير حتى اللحظة θ_3 إذ عندها يصبح جهد مصعد المقوم D_3 هو الأكبر (v_o) فيقفل D_2 ويبدأ D_3 بالتمرير حتى اللحظة الزمنية θ_4 حيث عندها ينتقل التيار من جديد ليمر عبر D_1 وهكذا. تسمى نقاط تقاطع الجهود ($\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots$) بنقاط الإبدال الطبيعي للمقومات. لا يختلف شكل الجهد المقوم للحمل الأومي عن الأومي-التحريضي وتحسب قيمته المتوسطة من العلاقة:

$$V_{do} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{-\pi/3}^{+\pi/3} V_{2\max} \cos wt \cdot d(wt) =$$

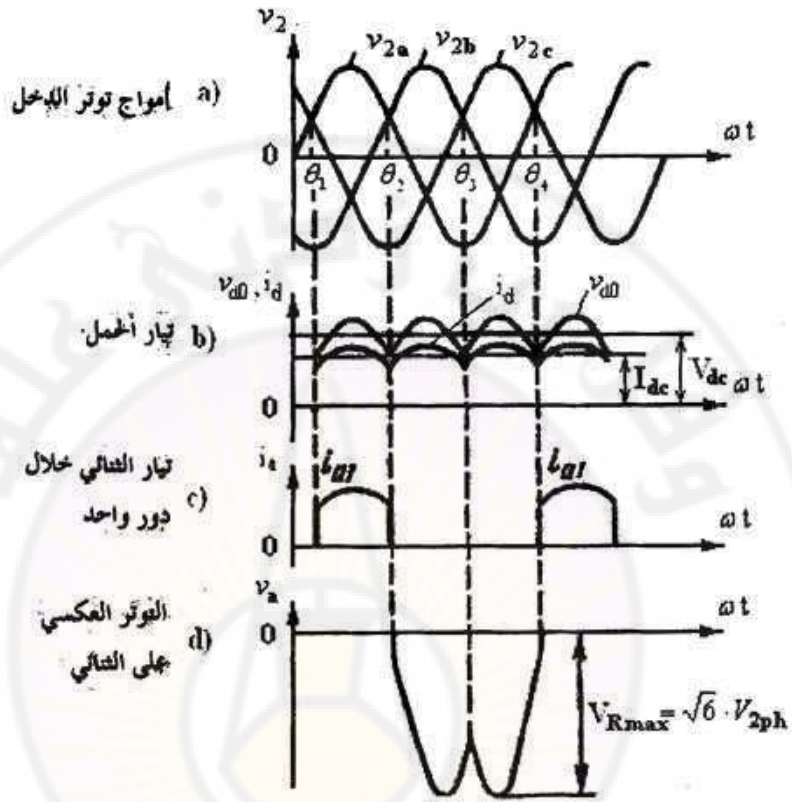
$$= \frac{3V_{2\max}}{\pi} \sin \frac{\pi}{3} = 0.827V_{2\max} = 1.17V_2$$

وبشكل عام إذا كان للدائرة m طور تقويم فإن:

$$V_{do} = \frac{mV_{2\max}}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \quad (m > 1)$$

حيث: m - عدد أدوار التقويم (عدد الذروات في الدور الواحد).

أما التيار المقوم فهو يتطابق في الشكل مع الجهد المقوم (الشكل 7-23) لحالة الحمل الأومي الصرف.



شكل 7-23- المخططات الزمنية لدارة تقويم ثلاثية الطور ذات النقطة المشتركة

أما في حالة الحمل الأومي-التحريضي فيمكن اعتبار التيار ثابت القيمة، عبارة عن خط مستقيم يتطابق مع I_{dc} . لهذه الحالة الأخيرة، أي للأحمال التحريضية تكون القيمة المتوسطة للتيار المار عبر الشاكي تساوي:

$$I_a = \frac{I_{dc}}{3}$$

والقيمة الفعالة للتيار تساوي:

$$I_{o.rms} = \frac{I_{dc}}{\sqrt{3}}$$

حيث عدد أطوار التقويم m لدارة التقويم ثلاثية الطور ذات النقطة المشتركة تساوي 3 ولثلاثية الطور الجسرية 6 أما لدارات تقويم الموجة الكاملة أحادية الطور فتساوي 2. إن استطاعة المحول اللازم لدارة التقويم ثلاثية الطور ذات النقطة المشتركة تساوي:

$$S_T = 1.345 I_d V_{do}$$

والقيمة العظمى للجهد العكسي على الثنائي الذي يكون في حالة فصل تساوي:

$$V_{Rmax} = V_{2Lmax} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} V_{2ph}$$

حيث: $V_{2Lmax} \cdot V_{2ph}$ - على الترتيب جهد طور وجهد خط الملف الثانوي للمحول.

7-4-2- دارة التقويم ثلاثية الطور الجسرية (تقويم موجة كاملة):

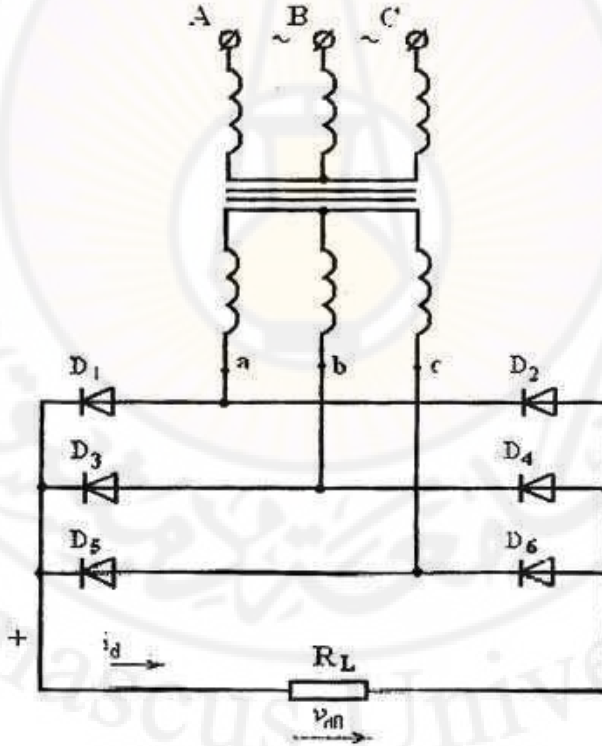
يبين الشكل 7-24 دارة التقويم الجسرية ومنحنيات جهودها. في هذه الدارة يمرر التيار إلى الحمل في كل لحظة - ثنائيان اثنان، أحدهما من المجموعة المهبطية والآخر من المجموعة المصعدية. عند ذلك تمرر التيار تلك الثنائيات التي يكون جهد الخط المسلط عليها هو الأكبر. ففي الفترة الزمنية الواقعة بين θ_1 و θ_2 يكون جهد الخط هو الأكبر فيمر التيار عبر D_1 و D_4 ، وفي الفترة بين θ_2 و θ_3 يكون نصف الموجة السالب لجهد الخط هو الأعلى فيمر التيار من النقطة a عبر D_1 عائداً عبر D_6 إلى النقطة

c، وفي الفترة بين θ_3 و θ_4 يصبح الجهد v_{bc} أعلى الجهود فيمر التيار عبر D_3 و D_6 ... وهكذا. نحدد القيمة المتوسطة للجهد المقوم حسب العلاقة العامة:

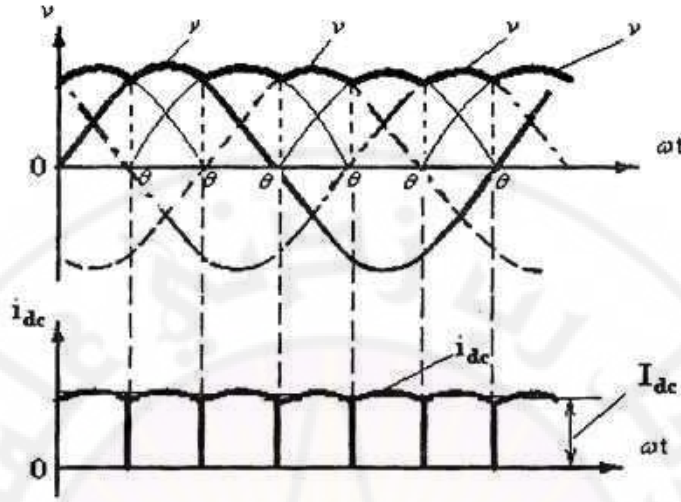
$$V_{do} = \frac{mV_{2\max}}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} = \frac{6V_{2L\max}}{\pi} \sin 30 =$$

$$= \frac{6\sqrt{3}\sqrt{2}V_{2Ph}}{\pi} \times \frac{1}{2} = 2.34V_{2Ph}$$

حيث: $V_{2L\max}$ و V_{2Ph} - جهد الخط الأعظمي والجهد الفعال الطور ثانوي المحول.



شكل 7-24 - دائرة تقويم ثلاثية الطور جسرية



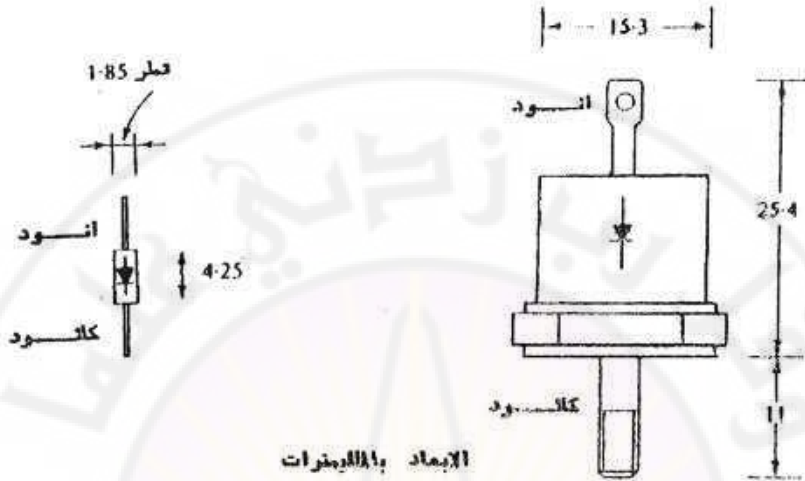
شكل 25-7- المخططات الزمنية لدارة التقويم ثلاثية الطور الجسرية

5-7- معطيات عن الثنائيات المختارة في عملية التقويم:

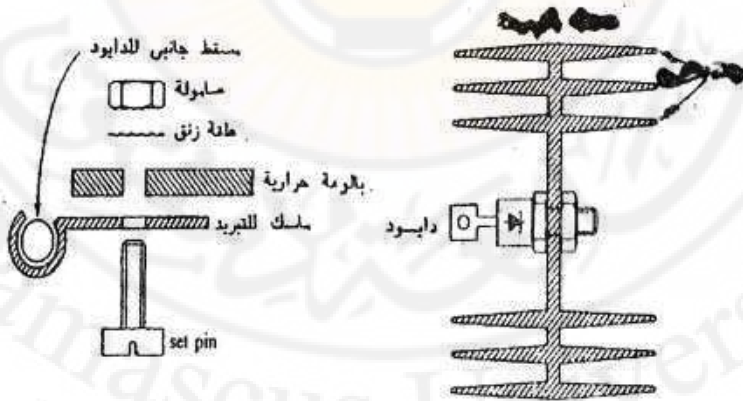
تختلف، على وجه العموم، أحجام الثنائيات كما يبينه الشكل 26-7 وكذلك قدراتها بحسب قيمة التيار المار فيها. بالتالي فإن درجة حرارة الثنائي يمكن أن ترتفع إلى حد غير مسموح به ويتوجب، عندئذ، إجراء محاولة لصرف هذه الحرارة. تُستخدم من أجل صرف حرارة الثنائي مُشعّات حرارية كما يبدو في الشكل 27-7. تصنع هذه المشعات من النحاس أو الألمنيوم وتدهن باللون الأسود من أجل تحسين الإشعاع الحراري. ومن أجل الثنائيات ذات القدرة العالية قد تُستخدم مروحة تبريد أيضاً من أجل زيادة الصرف الحراري.

يبين الشكل 27-7 مقطعاً في مُشعّ حراري يثبت فيه ثنائي عالي الاستطاعة حيث تساعد الزعانف في زيادة مساحة الإشعاع الحراري. قد نكتفي بتبسيط شكل المُشعّ الحراري عند استعمال ثنائيات ليست كبيرة الاستطاعة. يمكن أن يتخذ هذا المُشعّ شكل

ماسك معدني يحيط بالثنائي ويقيض عليه كي يساعد في عملية التبريد وقد يثبت هذا الماسك إلى هيكل الجهاز.



شكل 7-26- ثنائيات بأحجام مختلفة بحسب قدراتها

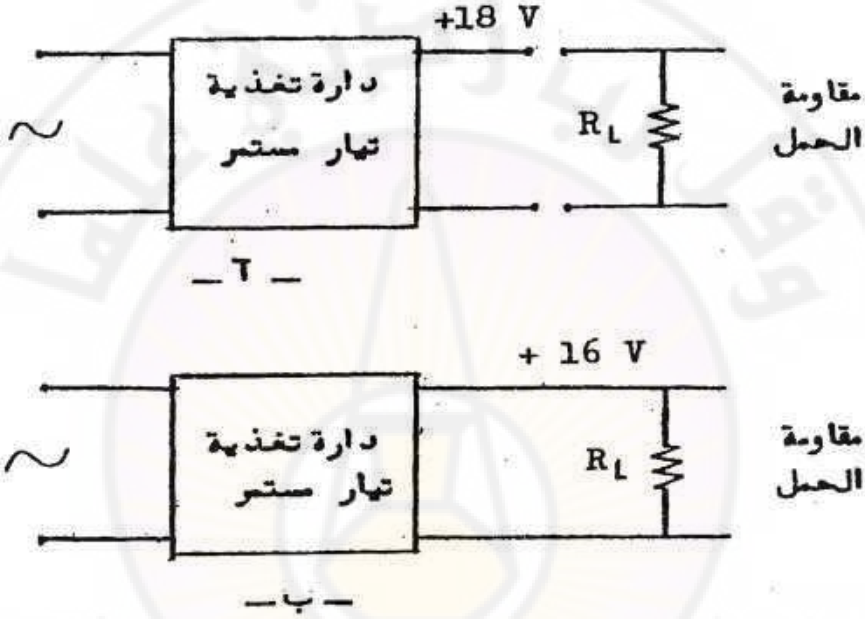


شكل 7-27- تفيد المشعات الحرارية في التخلص من الحرارة المتولدة داخل الثنائي

6-7- دارات تنظيم الجهد:

مقدمة:

تنظيم الجهد هو مقياس لجودة دائرة التغذية من حيث استطاعة منبع التغذية في المحافظة على قيمة جهد الخرج ثابتاً دون تغير عندما تتغير قيمة تيار الحمل.



شكل 7-28- تغير جهد الخرج لدائرة التغذية بسبب تغير تيار الحمل

لنفرض في دائرة التغذية، المبينة في الشكل 7-28، أن جهد الخرج عند الحمل الكامل يساوي، على سبيل المثال، (16 V). وأن جهد الخرج لنفس الدارة عند اللاحمل هو (18 V)، تكون نسبة التنظيم هي:

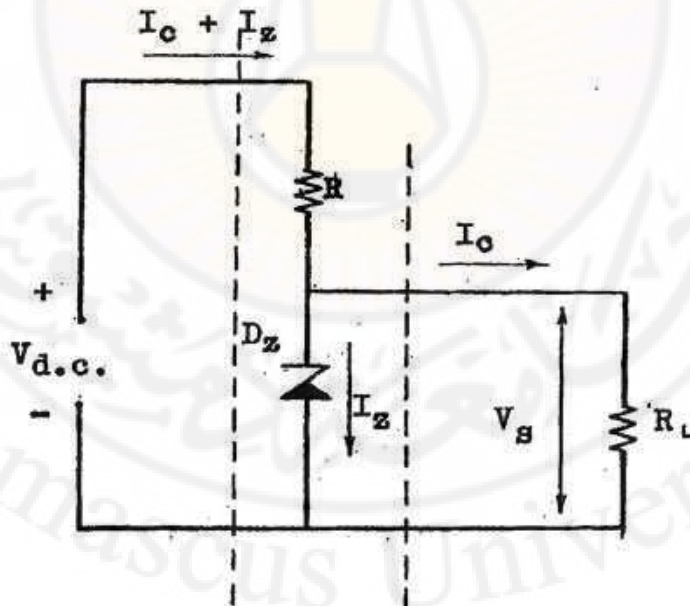
$$\text{Regulation \%} = \frac{V_{(noload)} - V_{(ratedload)}}{V_{(ratedload)}} \times 100 \quad (7-6)$$

$$\text{Regulation \%} = \frac{18-16}{16} \times 100 = 12.5 \%$$

يعني هذا أن جهد الخرج يتغير بمقدار 12.5 % لنفس دارة التغذية وذلك إذا تغير تيار الحمل بين الحمل الكامل واللاحمل. فالتنظيم لم تبع التغذية هذا ضعيف، ويجب أن تكون نسبة التنظيم أقرب ما تكون إلى الصفر، حيث تتطلب معظم التطبيقات أن تكون نسبة التنظيم بحدود 0.001 مثلاً.

7-6-1- دارة تنظيم الجهد باستخدام ثنائي زينير (Zener Diode):

إن أحد أكثر العناصر فائدة لتنظيم الجهد هو ثنائي زينير حيث يستخدم في الدارة المبينة في الشكل 7-29 من أجل تحقيق وظيفة تنظيم جهد.



شكل 7-29- دارة منظم جهد بثنائي زينير

يبين الشكل 29-7 منبع تغذية مستمرة (V_{dc}) يمكن أن يتغير ضمن حدود معينة، ونرغب الحصول منه على جهد منظم (V_S) يغذي حملاً قيمته (R_L).

يوصّل ثنائي زينير (D_Z) مع عناصر الدارة المبينة حيث يؤخذ الجهد المنظم (V_S) عبر طرفي الثنائي الذي هو جهد زينير (V_Z). وتوصّل مقاومة (R) على التسلسل مع الثنائي وتحسب قيمتها بالاعتماد على كل من جهد منبع التغذية (V_{dc}) وجهد الخرج (V_S) وعلى التيار المار (I_C) في مقاومة الحمل (R_L).

يتوقف اختيار الثنائي، بطبيعة الحال، على مقدار الاستطاعة المراد تنظيمها والتي هي حاصل جداء الجهد (V_S) مع التيار (I_C) المار في مقاومة الحمل.

تحدد أفضل شروط التنظيم بأن نختار ثنائياً له تيار أعظمي مسموح به مساوٍ إلى ضعف تيار الحمل والذي من أجله يكون جهد زينير الموافق إلى منتصف القيمة العظمى للتيار مساوٍ إلى الجهد المطلوب تنظيمه.

وبافتراض أن تيار الحمل يساوي (I_C) وجهد التنظيم يساوي (V_S) عندما يكون جهد المنبع مساوٍ إلى (V_{dc}) يكون تيار الثنائي مساوٍ إلى (I_C) أيضاً.

ومن الناحية العملية، يمكن أن يتغير كل من (V_{dc}) و (I_C)، إلا أنه يجب، مع ذلك، الإبقاء على (V_S) ثابتاً بقدر الإمكان. وبالرجوع إلى الشكل 27-7 يمكن أن نكتب:

$$R(I_Z + I_C) = V_{dc} - V_S$$

ومنه، يمكن حساب قيمة المقاومة (R) الواجب ربطها على التسلسل مع الثنائي وذلك كما يلي:

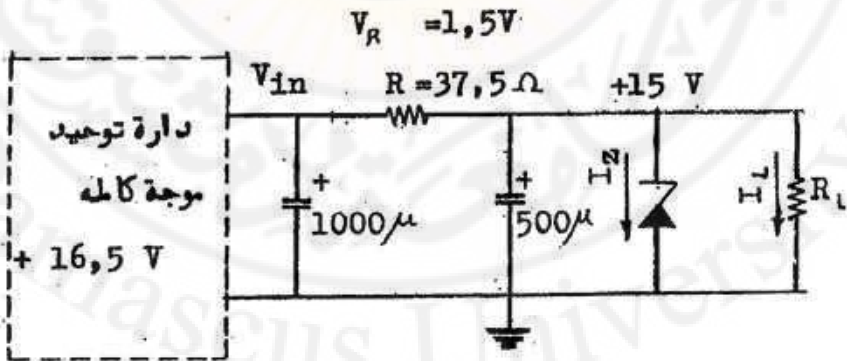
$$R = \frac{V_{dc} - V_S}{I_Z + I_C}$$

تبين هذه العلاقة أنه من أجل قيمة ثابتة للمقاومة (R) ، تكون القيمة $(I_Z + I_C)$ ثابتة، عملياً. ويعني هذا أن أي تغير في قيمة تيار (I_C) يؤدي إلى حدوث تغير مساوٍ في التيار (I_Z) وباتجاه معاكس لتغير التيار (I_C) .

لقد افترضنا أن الجهد (V_Z) ثابت القيمة على الرغم من تغير التيار (I_Z) ، إلا أنه في الواقع يتغير (V_Z) تغيراً طفيفاً نتيجة تغير (I_Z) كما يتبين ذلك من منحنيات خواص الثنائي زينير.

مثال:

يمكن أن يكون جهد التغذية المستمر (V_{dc}) هو جهد الخرج لدارة مرشح نوع (π) . ويمكن، بالتالي، اعتبار مقاومة المرشح هي نفسها المقاومة (R) التي يجب توصيلها على التسلسل مع ثنائي زينير كما يبينه الشكل 30-7.



شكل 30-7 - دارة تغذية مستمرة ذات جهد منظم

يبدو واضحاً أن كلاً من تيار الحمل (I_L) وتيار الثنائي (I_Z) سيمران في المقاومة (R)، ويكون:

$$V_{out} = V_{in} - V_R$$

وحيث إن جهد الخرج هو نفسه جهد زينير، فإن التيار في كل من هذين الفرعين الآخرين (I_L, I_Z) سيتناسب عكسياً مع مقاومة كل منهما. فإذا كان لابد من بقاء جهد الخرج ثابتاً، فإن التيار الذي يساوي إلى مجموع هذين التيارين والذي يمر في مقاومة المرشح يجب أن يبقى ثابتاً.

لنفرض أن جهد خرج دائرة التوحيد يساوي ($16.5 V$)، وأن جهد الحمل المنظم يساوي ($15 V$)، يكون الجهد الهابط على طرفي مقاومة المرشح (R) مساوياً إلى ($1.5 V$). يجب أن يبقى هذا الجهد مساوياً إلى نفس القيمة، أي ($1.5 V$) عند التغيرات المتوقعة لتيار مقاومة الحمل. يعني هذا بأن تغيرات تيار الحمل يجب أن يرافقها، لكن في الاتجاه المعاكس تغيرات تيار الثنائي.

لنفرض أن:

$$I_L = I_Z = 20 \text{ mA}$$

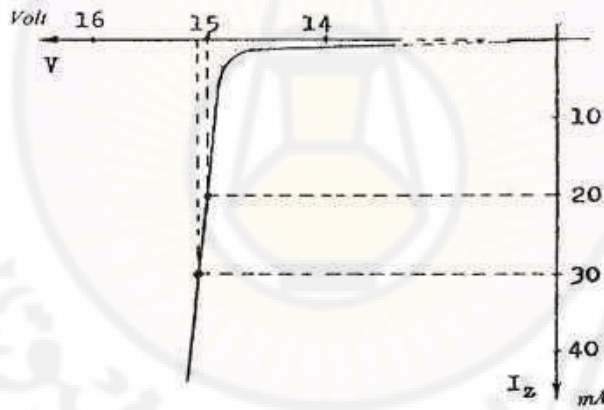
وتساوي المقاومة (R) عندئذ، إلى:

$$R = 1.5 / 40 \times 10^{-3} = 37.5 \ \Omega$$

نختار ثنائي زينير بحيث إن تياره الأعظمي المسموح به هو ضعف تيار الحمل أي (40 mA). ويجب أن يكون جهد زينير للثنائي المختار هو ($15 V$) عند تيار زينير ($I_Z = 20 \text{ mA}$).

يبين الشكل 31-7 منحنى خواص ثنائي زينير الذي يبدو فيه أن جهد زينير ليس ثابت القيمة تماماً، إنما يتغير مع تغيرات تيار زينير الذي يبين أنه عند جهد زينير يساوي إلى (15 V) يكون تيار الحمل مساوياً أيضاً إلى (20 mA).

لنفرض أن تيار الحمل تناقص بمقدار (10 mA)، فإن تيار زينير يجب أن يزداد، عندئذ، بنفس القيمة أيضاً، حتى يبقى تيار مقاومة المرشح ثابت القيمة. فعندما يبدأ تيار الحمل بالتناقص، يبدأ الجهد على المقاومة (R) بالتناقص أيضاً، ويؤدي هذا إلى وجوب زيادة جهد الحمل (أو الجهد على طرفي ثنائي زينير) الذي يعني ارتفاع تيار زينير بحسب ما تبينه منحنيات الخواص لكي يعوّض هذا الارتفاع في تيار زينير مقدار التناقص في تيار الحمل، وبالتالي، لكي يبقى تيار مقاومة المرشح ثابت القيمة.



شكل 31-7- منحنى خواص ثنائي زينير الخاصة بالمثال

إن تغير الجهد (V_Z) على طرفي الثنائي، بفرض ثنائي ذي نوعية ممتازة، هو محدود بضعة ميلي فولت. نختار ثنائياً لهذه الدارة ذا استطاعة من فئة واحد وات، فيكون التيار الأعظمي المسموح به محدود (65 mA)، فيحقق هذا بالتالي، الشروط التي فرضناها من أجل تيار الثنائي.

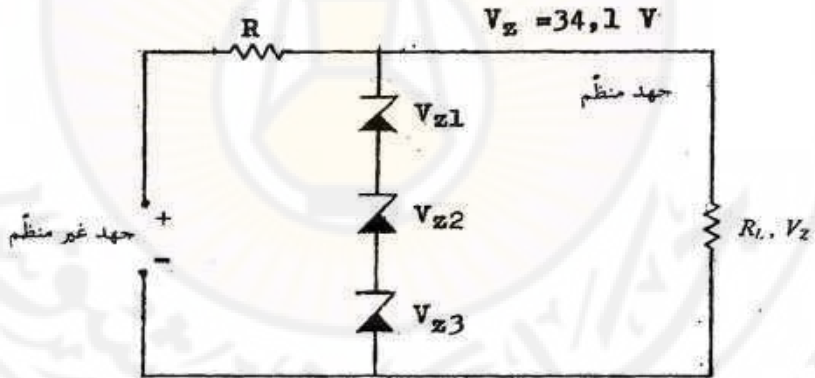
يمكن الحصول على ثنائيات زينير بقيمة متعددة من جهد زينير، حيث يمكن أن يأخذ (V_Z) إحدى القيم التالية، على سبيل المثال، 3 أو 4 أو 5.5 أو 7.... فولت.

يمكن توصيل اثنين أو أكثر من هذه الثنائيات على التسلسل مع بعضها وبنفس الاتجاه من أجل الحصول على جهد تنظيم جديد مساوٍ إلى مجموع جهود زينير للثنائيات التي تُوصَل مع بعضها على التسلسل كما يبينه الشكل 7-32.

لنفترض، مثلاً، أنه لدينا عدد من ثنائيات زينير لها جهود زينير التالية:

(9, 12, 13.1) فولت. فتوصيل هذه الثنائيات على التسلسل يعطينا جهد زينير مكافئ كلي يساوي إلى ما يلي:

$$V_Z = 9 + 12 + 13.1 = 34.1 \text{ Volts}$$



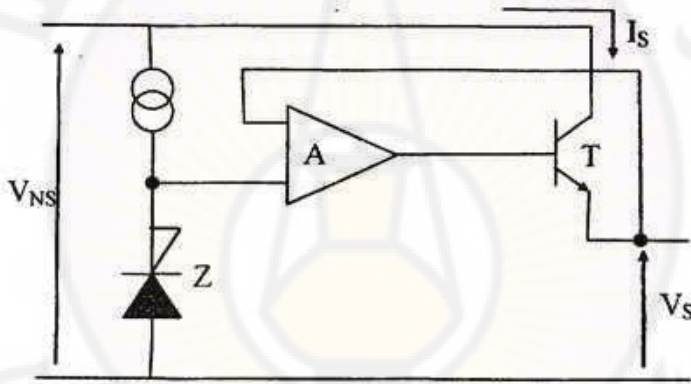
شكل 7-32- جمع جهود زينير على التسلسل

7-6-2- تنظيم الجهد باستخدام مكبر العمليات:

تعتمد هذه الطريقة في تنظيم الجهد على تغذية ثنائي زينير بتيار ثابت مما يؤدي إلى الحصول على جهد ثابت على طرفي الثنائي، يكفيها فيما بعد من نقل هذا الجهد أو

تكبيره بواسطة مكبر عمليات قادر على تزويد الحمل بتيار عالٍ وذلك من أجل تحقيق تغذية مستمرة ذات جهد ثابت.

يوضح الشكل 33-7 مبدأ تنظيم الجهد باستخدام مكبر العمليات وتُعد هذه الطريقة الأكثر استخداماً في تصميم وحدات التغذية حيث يبدو مكبر العمليات مُحملاً بترانزيستور من النوع BJT ، حيث يمثل الترانزستور في هذه الحالة مقاومة متغيرة. يخضع هذا الترانزيستور، الذي يدعى بترانزيستور توازن (Ballast)، إلى هبوط جهد على طرفيه مقداره $(V_{NS}-V_S)$ وبالتالي فإن الاستطاعة المبددة فيه تساوي إلى $(V_{NS}-V_S)I_S$.

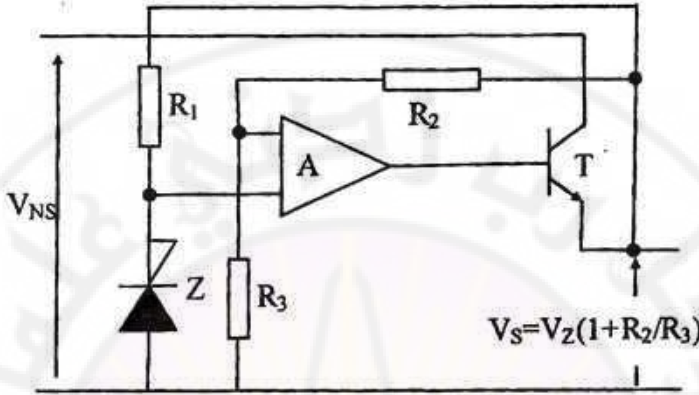


شكل 33-7- مبدأ تنظيم الجهد بواسطة مكبر العمليات

نستطيع بواسطة الدارة المينة بالشكل 33-7 الحصول على جهد مستمر ثابت مساوٍ للجهد المرجعي للثنائي زينير V_Z ، كما نستطيع الحصول من هذه الدارة أيضاً على جهود أكبر من الجهد V_Z من خلال إضافة المقاومتين R_2, R_3 وذلك كما هو موضح بالشكل 34-7.

تُستخدم المقاومة R_1 من أجل ضخ التيار المطلوب بالثنائي زينير، أما قيمة جهد الخرج لهذه الدارة فيُحسب بالعلاقة التالية:

$$V_S = V_Z \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) \quad (7-7)$$

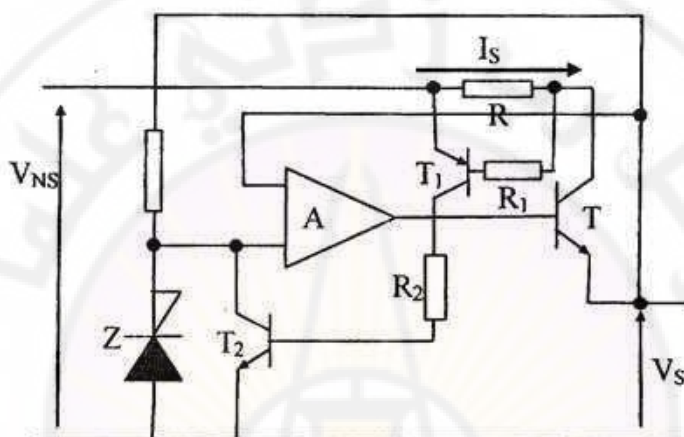


شكل 7-34- وحدة تغذية بجهد خرج أكبر من V_Z

ومن أجل حماية منظم الجهد من التيارات العالية الناتجة عن دائرة قصر يمكن أن تحدث في خرج وحدة التغذية التي تستخدم الدارة المبينة في الشكل 7-33 كمنظم للجهد، حيث يؤدي حدوث دائرة القصر إلى ارتفاع كبير في قيمة تيار الخرج I_S ، مما يؤدي بدوره إلى تلف الترانزيستور **Ballast** وبالتالي إلى تلف وحدة التغذية. لذلك فمن الضروري حماية منظم الجهد من هذا النوع من التيارات العالية من أجل سلامة عمل وحدة التغذية.

إن الفكرة الأولية التي تُطرح في هذا المجال تتلخص بإضافة فاصمة قابلة للانصهار على التسلسل مع الترانزيستور **Ballast**، إلا أن ذلك غير مجدٍ، لأن الزمن اللازم لانقطاع الفاصمة تحت تأثير تيار القصر العالي يكون كبيراً بشكلٍ كافٍ لانهيار الترانزيستور **Ballast** تحت تأثير نفس التيار.

إن الحل العملي لمثل هذه الحالة يتمثل بإضافة ما يسمى بالقاطع الإلكتروني. يبين الشكل 35-7 المبدأ العام للقاطع الإلكتروني وذلك بإضافة كل من الترانزستورين T_1 و T_2 والمقاومتين R_1 , R_2 لتنظم الجهد الموضح بالشكل 33-7.



شكل 35-7- المبدأ العام لحماية وحدة التغذية من التيارات العالية بواسطة القاطع الإلكتروني

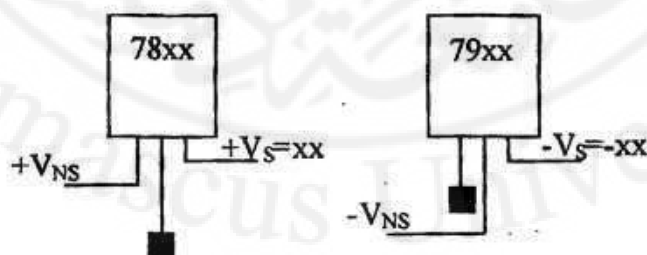
يمكن شرح مبدأ عمل هذه الدارة كما يلي:

في حالة العمل الطبيعية يتدفق تيار الحمل I_S عبر المقاومة R مما يؤدي إلى هبوط في الجهد على طرفيها مقداره $R \cdot I_S$ ، يتم اختيار قيمة المقاومة R بحيث تكون قيمة هبوط الجهد على طرفيها أقل من 0.6 V وفي هذه الحالة يكون الترانزستور T_1 في حالة قطع وبالتالي يكون الترانزستور T_2 في حالة قطع أيضاً. وعن حدوث دائرة قصر في خرج وحدة التغذية فإن التيار I_S يزداد بسرعة كبيرة مما يؤدي إلى زيادة في قيمة هبوط الجهد على طرفي المقاومة R .

عندما تصبح هذه القيمة ($I_S \geq 0.6 \text{ V}$) فإن الترانزيستور T_1 ينتقل من حالة القطع إلى حالة الوصل ويقود هذا بدوره الترانزيستور T_2 إلى حالة الوصل. وعندما يصبح الترانزيستور T_2 بحالة الإشباع ينخفض الجهد على طرفيه وبالتالي على طرفي الثنائي زينر مما يؤدي هذا إلى انخفاض في جهد الخرج V_S وبالتالي إلى انخفاض في قيمة التيار I_S . تؤدي المقاومتان R_1, R_2 دوراً في حماية الترانزستورين T_1 و T_2 على التوالي وتحدد قيمتهما نموذجياً بالقيم ($R_1=100\Omega, R_2=1K\Omega$).

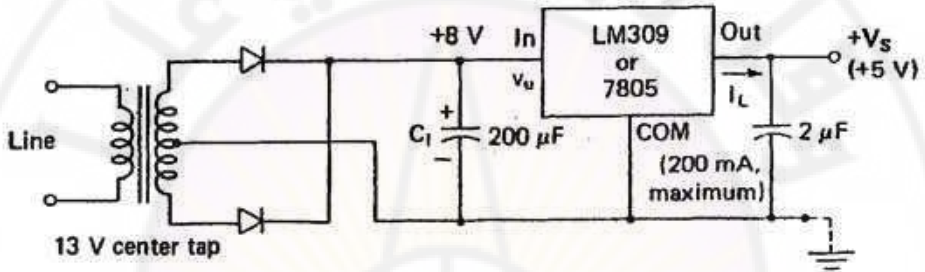
7-6-3- تنظيم الجهد باستخدام الدارات المتكاملة (العائلة 78XX و 79XX):

تتوافر حالياً دارات متكاملة تسمح لنا بتنظيم الجهد في خرج وحدة التغذية. تُصمم هذه الدارات استناداً لمبدأ تنظيم الجهد باستخدام مكبر العمليات، كما أنها تحتوي على دائرة حماية من تيار القصر (الدائرة المشروحة في الفقرة السابقة) وغالباً ما تُجهز بمشعات حرارية من أجل تصريف الحرارة الناتجة. هذه العناصر هي الدارات المتكاملة من العائلة 78XX (من أجل تنظيم الجهود الموجبة) والعائلة 79XX (من أجل تنظيم الجهود السالبة) كما هو موضح في الشكل 7-36. يشير الرمز XX إلى قيمة الجهد المنظم في خرج هذه الدارة والذي يمكن أن يأخذ إحدى القيم التالية: 5, 6, 8, 10, 12, 15, 18, 24 فولت.



شكل 7-36- عناصر متكاملة لتنظيم الجهد

يوضح الشكل 37-7 كيفية ربط هذه العناصر في دائرة وحدة التغذية. ومن أجل تحسين الثبات في جهد الخرج يُضاف على التفرع مع هذه العناصر مكثف ذو قيمة تتراوح بين 0.1 إلى $10\mu F$ ، بالإضافة لذلك فإن جهد الخرج لن يكون ثابتاً إلا إذا كان تيار الخرج غير معدوم، فمن أجل تحقيق هذا الشرط تُضيف عادةً مقاومة على التفرع مع المكثف في الخرج ذات قيمة من مرتبة بضعة كيلو أومات.



شكل 37-7- منبع تغذية مجهز بمنظم جهد موجب

ثابت القيمة ذو دائرة تكاملية

يبين الشكل 37-7 دائرة تكاملية (IC) لتنظيم الجهد. وتكون الجهود الشائعة غالباً هي ذات القيم (5 & 15 V). وهذه الوحدات ذات الأطراف الثلاثة هي وحدات تنظيم الجهد الأكثر بساطة حيث إن كل ما يحتاجه الأمر هو توصيل مدخل الدارة إلى المنبع غير المنظم ويؤخذ جهد منظم ثابت القيمة من مخرج الدارة.

تتطلب معظم المنظّمات أن يكون جهد الدخل أعلى بمقدار من 2 إلى 3 فولت على الأقل من جهد الخرج. إن الدارة التكاملية هذه مزودة بمحدد للتيار (من أجل حمايتها من حالات الدارة القصيرة). وعندما لا تُجهز دارات التنظيم هذه بمشعات حرارية من أجل تصريف الحرارة، كما هو متبع عادة، فإن مقدار استهلاكها

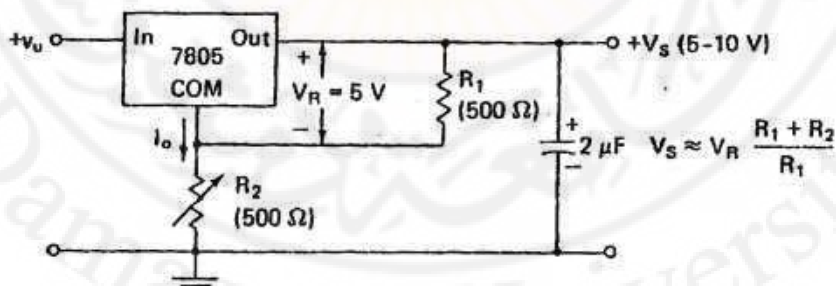
للاستطاعة وهو $[I_L (V_u - V_s)]$ يكون محدداً حتى قيمة تقارب $(1 W)$. وتكون هذه الدارات أكثر ملاءمة للاستخدام في التطبيقات ذات التيار المنخفض.

إن وحدة التنظيم المبنية في الشكل 7-37 هي منظم موجب حيث يكون كل من جهدي الدخل والخرج موجبان بالنسبة للطرف المشترك الذي هو خط الأرض. تتوافر أيضاً سلسلة من منظمات جهد سالب ثلاثية الأطراف، نذكر منها على سبيل المثال الدارة التكاملية ذات الرقم: 7905.

يمكن تحويل المنظمات ذات جهد الخرج المنظم الثابت هذه إلى منظمات ذات جهد خرج منظم قابل للتغيير (جهد خرج منظم متغير) حيث يتطلب الأمر إضافة مقاومتين كما يبينه الشكل 7-38.

حيث إن المنظم يحافظ على جهد (V_R) ثابت بين المخرج والطرف المشترك، فإنه يمكن اعتبار أن الجهد (V_s) الذي يتوزع على المقاومتين هو جهد خرج منظم تحدده نسبة المقاومات إلى بعضها، تقريباً، حسب المعادلة التالية:

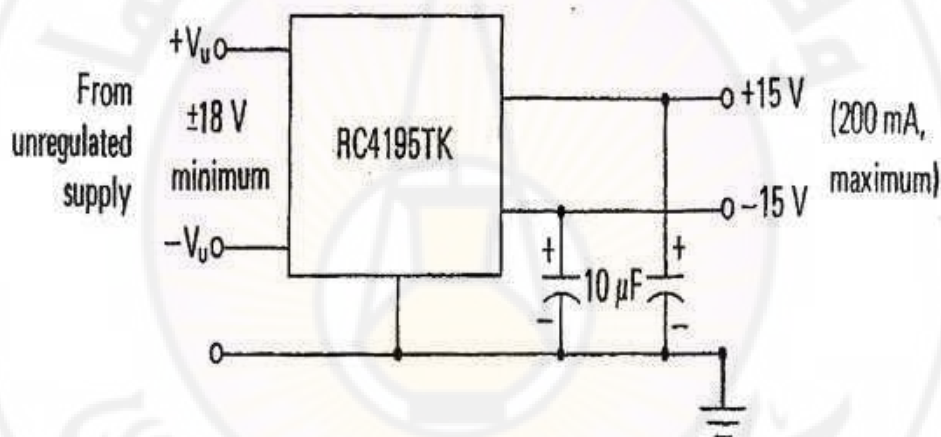
$$V_s \approx V_R \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$



شكل 7-38- منبع تغذية مجهز بمنظم جهد موجب
متغير القيمة ذو دارة تكاملية

إن التيار (I_o) وهو محدود (3 to 10 mA)، يمر في المقاومة (R_2). وحيث إن هذا التيار يتغير إلى حد ما مع تغير تيار الحمل، لذلك فإن جودة التنظيم في المنظّمات ذات جهد الخرج المنظّم المتغير القيمة هي أدنى من جودة التنظيم في المنظّمات ذات جهد الخرج المنظّم الثابت القيمة.

هناك دارات تكاملية مزدوجة الفعل، تعمل على منابع تغذية مزدوجة القطبية فتعطي جهوداً منظّمة موجبة وسالبة كما يبينه الشكل 39-7.



شكل 39-7- منظّم ذو دائرة تكاملية بخرج مزدوج

تتميز هذه الدارة بأن الجهد السالب يتبع الجهد الموجب، وهذا الأمر يُعدُّ هاماً عند استخدام هذه الدارة لتغذية مكبرات العمليات على سبيل المثال. بالتالي، فإن جهد إشارة مكبر العمليات يكون أقل تأثراً عندما يتغير كل من ($+V_s$) و ($-V_s$) مع بعضهما سوية.

7-7- وحدات التغذية المقطعة Switched Mode Power Supply:

مقدمة:

تعرفنا في الفقرات السابقة على وحدات التغذية الخطية والمراحل المتتابعة من أجل تصميمها. يمكننا في هذا المجال أن نسجل الملاحظات التالية:

1- يُعدُّ جهد الخرج لوحدة التغذية الخطية أقل من الجهد المطبق على دخلها وذلك نتيجة الضياعات الحاصلة في العناصر المختلفة المشكلة لها.

2- يتناسب حجم المحولات المستخدمة ووزنها من أجل الحصول على الجهد المناسب على مدخل وحدة التغذية الخطية طرذاً مع الاستطاعة المرغوب الحصول عليها في خرجها، مما يجعل استخدام هذه المحولات مكلفاً مادياً وغير مرغوب به عملياً في حال تصميم وحدات تغذية ذات استطاعات عالية.

3- تُعدُّ الاستطاعة المبددة حرارياً في وحدات التغذية الخطية والتي تساوي:

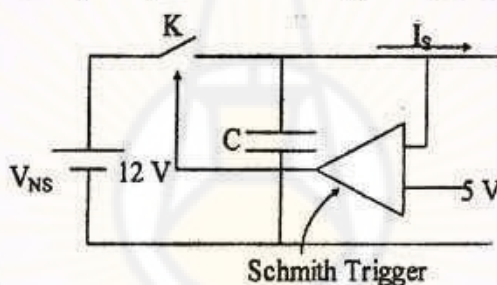
$(V_I - V_S)I_S$ عالية. حيث V_I هو جهد الدخل و V_S هو جهد الخرج و I_S هو تيار الخرج، مما ينعكس سلباً على مردود وحدة التغذية الذي لا يتجاوز قيمة 70% في أفضل الأحوال. فمثلاً من أجل الحصول على جهد خرج مقداره 13.8V يلزمنا على الأقل جهد دخل مقداره 18V، وبما أن تيار الخرج مساوٍ إلى 20A فإن الاستطاعة المبددة حرارياً في هذه الحالة يساوي 84W. وتُعدُّ هذه الاستطاعة عالية وهي تحتاج إلى تصريف حراري مناسب لضمان سلامة عمل وحدة التغذية. ومن ناحية أخرى فإن مردود وحدة التغذية ضمن هذه الشروط يكون متواضعاً.

تحدد النقاط الثلاث السابقة من استخدام وحدات التغذية الخطية وتجعله محصوراً ضمن مجال محدد من التطبيقات ذات الاستطاعة المخفضة، بالإضافة لذلك تفرض بعض التطبيقات (كالتطبيقات العسكرية) شروطاً حدية من حيث استثمار أعظم استطاعة ممكنة في الخرج، وأقل استطاعة ممكنة مُبددة حرارياً، وأقل وزن وحجم ممكن لوحدة التغذية. كل ذلك دفع بالاختصاصيين إلى تصميم نوع جديد من وحدات التغذية لتلافي

العيوب الخاصة بوحدة التغذية الخطية. تُدعى الوحدات الجديدة بوحدة التغذية المتقطعة (Switched-Mode Power Supplies).

7-1-7- مبدأ عمل وحدات التغذية المتقطعة:

إن مردود تنظيم جهد الخرج لوحدة التغذية يمكن تحسينه عندما يتم ذلك بواسطة مبدل (قاطع ذي حالي عمل وها إما On أو Off) ذي مقاومة داخلية مهملة. يغذي المبدل وبشكل دوري مكثفاً بتيار شحن من مصدر طاقة مستمر وذلك خلال مدة توصيل المبدل، بحيث نحصل على طرفي المكثف على جهد مستمر ثابت القيمة بدرجة معينة. يوضح الشكل 7-40 المبدأ العام لتنظيم الجهد بواسطة مبدل.



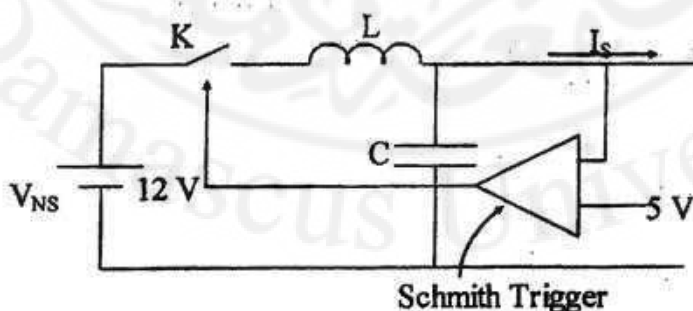
شكل 7-40 - المبدأ العام لتنظيم الجهد بواسطة مبدل

تشحن البطارية ذات الجهد V_{NS} المكثف C عن طريق المبدل K الذي يكون بحالة وصل، فيرتفع الجهد على طرفي المكثف حتى يصل إلى القيمة $5V$ ، يتحسس قادح شميث لهذه القيمة فيرسل إشارة إلى المبدل ليتحول إلى حالة الفصل ويتوقف بالتالي شحن المكثف. يبدأ المكثف بعد ذلك بتفريغ شحنته مُزوداً الحمل بتيار مقداره I_s مما يؤدي إلى انخفاض جهد الخرج (الجهد على طرفي المكثف) إلى ما دون قيمة محددة ولتكن $4.8V$ ، يبدل قادح شميث عندها حالته ويقود المبدل من جديد إلى حالة الوصل لتبدأ من جديد أيضاً عملية شحن المكثف. وهكذا، تتكرر العملية السابقة من شحن

وتفريغ للمكثف فلنحصل في الخرج على جهد مستمر ذي قيمة متأرجحة بين القيمتين 4.8 و 5V.

يبدو هذا النظام للوهلة الأولى ذا مردود عالٍ جداً وذلك بفرض أن المقاومة الداخلية للمبدل مهملة القيمة، وبالتالي، فإن الاستطاعة المبذولة فيه تكون معدومة. إلا أن هذه الفرضية، ولسوء الحظ، غير صحيحة، فمن المستحيل إهمال المقاومة الداخلية للمبدل التي تبدو كمقاومة موصلة على التسلسل معه والتي تؤدي من جهة أخرى دوراً في تحديد قيمة التيار المُستَخرَج من قبل الحمل I_S ، وبالتالي فإن الاستطاعة المبذولة في هذه المقاومة (بالنسبة للنظام السابق) تعطى بالعلاقة التالية $P=(12-5)I_S$. بالإضافة لذلك فإن التعرج في جهد الخرج والمحدد بالفرق بين عتبتَي قادح شُمت من الصعوبة تنعيمه وذلك لأن تردده غير محدد علماً بأن لهذا التعرج قيمة صغيرة وهي في حالة خاصة مساوية للصفر وذلك عندما يكون: $(I_S = 0)$.

إن تحليل النظام السابق يُظهر أهمية المقاومة الداخلية للمبدل بتحديد قيمة التيار المتدفق إلى الحمل، إلا أنه، ومن جهة ثانية، يجب معالجة ظاهرة الضياع في الاستطاعة المرتبطة بهذه المقاومة. لذلك من الضروري استبدال هذه المقاومة بممانعة قادرة من جهة على تحديد قيمة التيار المتدفق إلى الخرج، ومن جهة أخرى لا تبدد استطاعة. إن حل هذه المشكلة يكمن تماماً بإضافة ملف على التسلسل مع المبدل K في النظام السابق وذلك كما هو مبين على الشكل 41-7.



شكل 41-7 - تحسين المردود بإضافة ملف على التسلسل مع المبدل

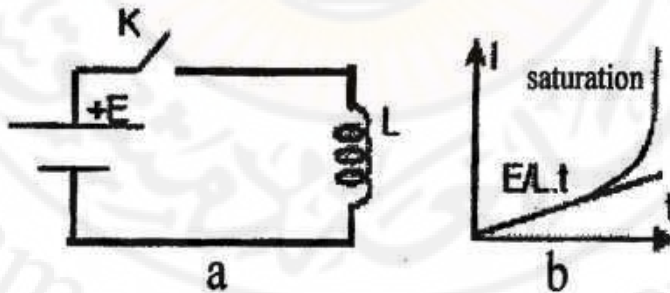
يتمتع النظام المبين بالشكل 7-41 بمردود عالٍ إلا أن ظاهرة التعرج في جهد الخرج والتي هي غير محددة التردد لا تزال تشكل مشكلة لا يمكن التخلص منها إلا باستخدام مرشح فعال.

نستطيع أن نحل مشكلة التردد ذا التعرج غير المحدد في جهد الخرج من خلال جعل المبدل يعمل تحت تأثير التبديل القسري (الإجباري) تبعاً لتردد ثابت محدد سلفاً. يكفي فيما بعد، ومن أجل الحصول على تعرج محدد القيمة وثابت التردد، التحكم بزمان فتح وإغلاق المبدل.

يعتمد تصميم وحدات التغذية المتقطعة على المبادئ العامة المشروحة سابقاً فمنها من يستخدم الملف كعنصر تحريضي على حين يعتمد القسم الآخر على استخدام المحولات بدلاً من الملفات. سنتناول فيما يلي مجموعة من الدارات التي تستخدم الملف كعنصر تحريضي، لذلك من الضروري التعرف على سلوك الملف عند التبديل.

7-7-2- سلوك الملف في دائرة التبديل:

ليكن لدينا في البداية دائرة تحتوي على ملف ومبدل كما يبينه الشكل 7-42-a.



شكل 7-42- سلوك الملف في دائرة تحتوي على مبدل و ملف

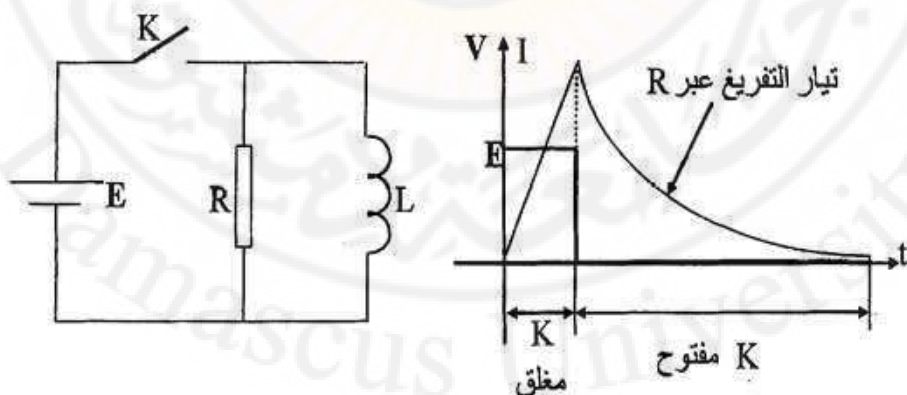
عندما يكون المبدل K مغلقاً فإن الجهد المستمر على طرفي الملف يُعطى بالعلاقة التالية:

$$E = L \frac{dI}{dt} \Rightarrow I = \frac{E}{L} t$$

أي أن التيار يتزايد بشكل خطي بمرور الزمن. وفي حالة وجود قلب حديدي ضمن الملف فإن التيار يتزايد بشكل مضطرد عندما يصبح القلب الحديدي مشبعاً وذلك كما يبينه الشكل 7-42-b.

عندما يكون المبدل K مفتوحاً فإن الاستطاعة المختزنة في الملف تكون كبيرة وبالتالي، فإن الجهد على طرفي المبدل قد يصل إلى قيمة عالية تؤدي إلى انهياره. فمن أجل تجنب هذه الحالة يمكن إضافة عنصر ما على التفرع مع الملف بحيث يسمح للطاقة المختزنة في الملف بالتفريغ عبر هذا العنصر. يمكن لهذا العنصر أن يكون إما مقاومة أو ثنائياً أو ثنائي زينر (على التسلسل مع الثنائي)، مع ملاحظة أن شكل إشارة تيار التفريغ يختلف باختلاف نوع العنصر المضاف.

عند إضافة مقاومة على التفرع مع الملف فإن تيار الملف (عندما يكون المبدل في حالة فصل) سيتدفق عبر المقاومة متناقصاً بشكل أُسي، وكذلك الحال بالنسبة للجهد على طرفي الملف وذلك كما يبينه الشكل 7-43.



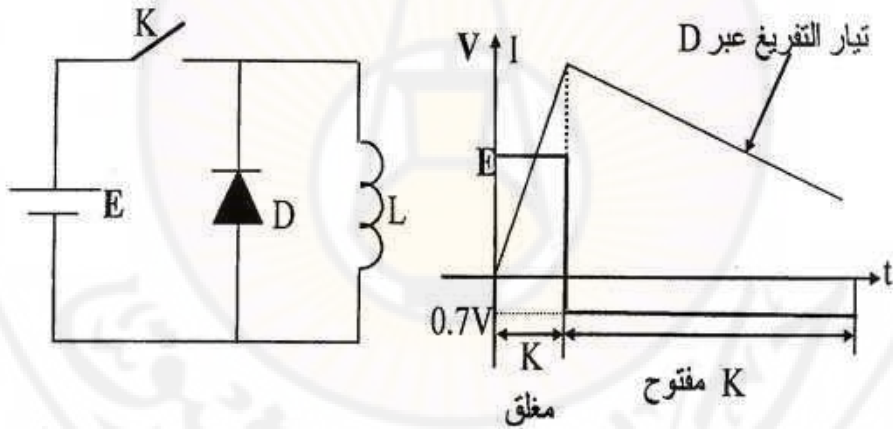
شكل 7-43 - تيار الشحن والتفريغ عند إضافة مقاومة على التفرع مع الملف

تُعطي قيمة تيار الملف في هذه الحالة بالعلاقة التالية:

$$I = I_0 \exp\left(-\frac{R}{L}t\right)$$

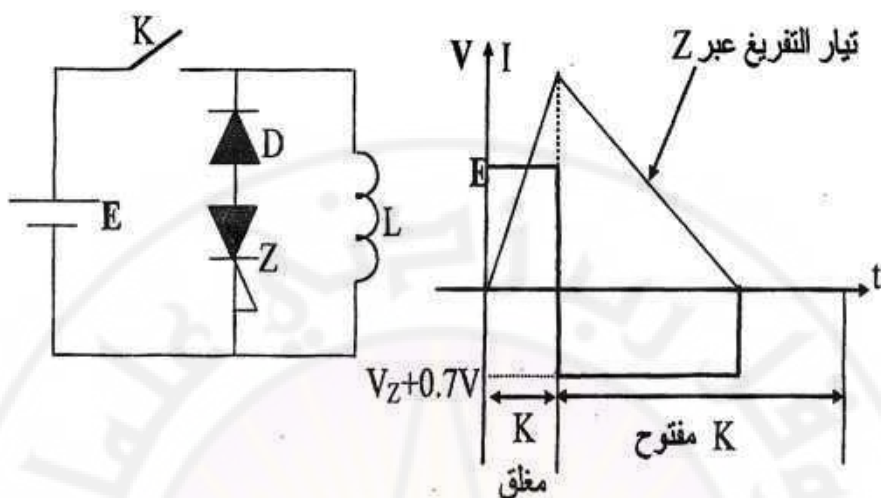
حيث I_0 هو تيار الملف الأعظم. من الناحية النظرية فإن تيار الملف لا ينعدم وبالتالي، فالجهد على طرفيه لا ينعدم أيضاً.

عند إضافة ثنائي على التفرع مع الملف فإن الجهد على طرفيه يبقى ثابتاً تقريباً ومساوياً إلى القيمة (-0.7 V)، أما التيار المار فيه فإنه يتناقص بشكل خطي بميل مقداره $(-0.7/L)$ و ذلك كما يبينه الشكل 44-7.



شكل 44-7- تيار الشحن والتفريغ عند إضافة ثنائي على التفرع مع الملف

وعند إضافة ثنائي زينر (على التسلسل مع الثنائي السابق) على التفرع مع الملف فإن الجهد على طرفيه يساوي القيمة $[-(V_Z + 0.7) \text{ V}]$ ، وفي هذه الحالة فإن التيار يتناقص خطياً بميل مقداره $[-(V_Z + 0.7)/L]$ وذلك كما هو موضح بالشكل 45-7.

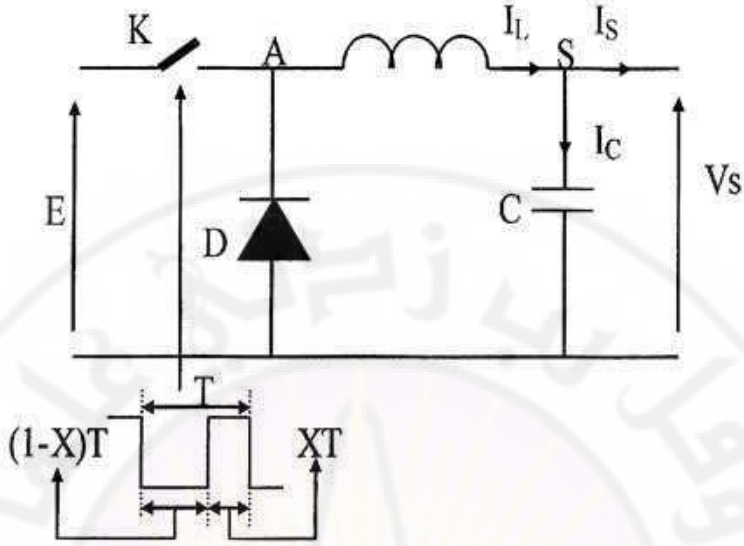


شكل 7-45- تيار الشحن والتفريغ عند إضافة ثنائي زينر على التفرع مع الملف

نلاحظ في هذه الحالة بأن ميل منحنى تيار التفريغ أكبر من ميل المنحنى ذاته في حالة ثنائي منفرد (الحالة السابقة)، كذلك فإن قيمة الجهد على طرفي الملف تبقى ثابتة طالما أن قيمة التيار المتدفق عبر الثنائيات غير معدوم.

7-7-3- دائرة خافض الجهد، مبدل Buck أو المقطع التسلسلي:

تمثل الدارة في الشكل 7-46 دائرة خافض الجهد أو مبدل Buck. المبدل أو القاطع K هو عبارة عن ترانزيستور قدرة نوع MOS وله مقاومة توصيل (R_{ON})، يتم التحكم بزمن فصل ووصل القاطع بواسطة إشارة دورية مربعة دورها T، بحيث يكون القاطع في حالة وصل خلال مدة زمنية مقدارها XT وفي حالة فصل خلال المدة الزمنية $[(1-X)T]$.



شكل 7-46- دائرة خافض الجهد أو مبدل Buck

من أجل تحليل هذه الدارة ولتسهيل الحسابات سنفرض ما يلي:

- 1- قيمة التيار الذي يجتاز الملف لا ينعدم أبداً
- 2- قيمة المكثف C كبيرة بشكل كافٍ بحيث يمكن اعتبار جهد الخرج (الجهد على طرفي المكثف) ثابتاً.
- 3- إهمال قيمة جهد الفتح أو جهد العتبة للديود (يمكن أخذه بالحسبان إلا أن المعادلات تصبح أكثر تعقيداً)

7-3-7-1- حساب جهد الخرج:

بفرض أن القاطع K مغلق وذلك خلال الزمن XT، في هذه الحالة يكون الثنائي في حالة قطع ويصبح جهد النقطة A مساوياً لجهد المنبع E، عندها يكون الجهد الهابط على الملف هو (E-Vs) ويكون التيار الذي يجتازه مساوياً إلى:

$$I_L = I_{0L} + \frac{E - V_s}{L} t$$

وفي نهاية الزمن XT (زمن الشحن) تكون الزيادة الناتجة في التيار مساوية إلى القيمة:

$$\Delta I = \frac{E - V_s}{L} XT \quad (7-7)$$

وبفرض أن القاطع K مفتوح وذلك خلال الزمن $[(1-X)T]$ ، في هذه الحالة يكون الثنائي في حالة وصل ويصبح جهد النقطة A مساوياً $-V_D$ ، وبما أننا فرضنا أن الجهد التوصيل للثنائي معدوم فإن الجهد الهابط على الملف يُعطى بالعلاقة التالية:

$$V_A - V_s = -V_s$$

أما قيمة التيار في نهاية هذه المدة فتساوي:

$$\frac{-V_s}{L} t = \frac{-V_s}{L} (1 - K)T \quad (7-8)$$

وفي نظام العمل المستمر تكون الزيادة في قيمة التيار المار في الملف خلال الزمن XT مساوية إلى مقدار النقصان في قيمته خلال الزمن $(1-K)X$ أي:

$$\frac{E - V_s}{L} XT = \frac{V_s}{L} (1 - X)T$$

$$\frac{E}{L} XT - \frac{V_s}{L} XT - \frac{V_s}{L} T + \frac{V_s}{L} XT = 0$$

$$\Rightarrow \frac{V_s}{L} T = \frac{E}{L} X T$$

$$\Rightarrow V_s = X.E$$

من الواضح بأن جهد الخرج يتعلق فقط بجهد الدخل E وبالنسبة X . وبما أن النسبة X أصغر من الواحد فإن جهد الخرج V_s أقل من جهد الدخل ومن هنا سميت هذه الدارة بخافض الجهد.

7-7-3-2- التحميل الأعظم:

إن تيار الملف لا ينعدم وذلك حسب الفرضية المذكورة سابقاً، لكن لهذا التيار قيمة تعرج ناتجة أصلاً عن عملية الشحن والتفريغ للملف والناتجة بدورها عن عملية تقطيع جهد الدخل بواسطة القاطع K تحت تأثير الدورية المطبقة عليه. يمكن استنتاج التعرج في تيار الملف على النحو التالي:

من المعادلة (7-7) نجد أن:

$$X T = \frac{L |\Delta I|}{E - V_s}$$

و من المعادلة (7-8) نجد أن:

$$(1 - X) T = \frac{L |\Delta I|}{V_s} \Rightarrow X T = 1 - \frac{L |\Delta I|}{V_s}$$

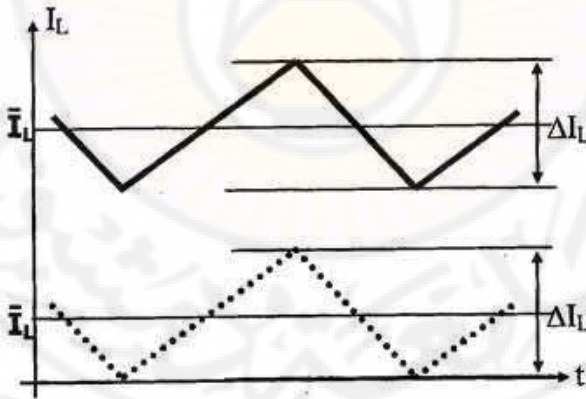
بمساواة المعادلتين (7-8) و (7-9) ينتج أن:

$$\frac{L|\Delta I|}{E - V_s} = T - \frac{L|\Delta I|}{V_s}$$

$$\Delta I = \frac{1}{L_f} V_s \left(1 - \frac{V_s}{E}\right) = \frac{1}{L_f} X E (1 - X) \quad (7-9)$$

$$f = \frac{1}{T}$$

إن لتيار الملف تعرج على شكل إشارة مثلثية كما يوضحه الشكل 47-7، وبالتالي فإن القيمة المتوسطة لتيار الملف تقع في منتصف الارتفاع للإشارة المثلثية. عندما تتغير قيمة التيار المستهلك في الخرج نتيجة لتغير قيمة الحمل في الخرج فإن المنحني السابق سوف يتزلق شاقولياً إلى الأعلى أو إلى الأسفل وذلك تبعاً لنقصان أو لزيادة قيمة مقاومة الحمل.



شكل 47-7- تيار الملف، في حالة التحميل

وفي الحالة الحدية أي عند التحميل الأعظم فإن تيار الملف يكون أصغرياً ويأخذ الشكل المنقط والموضح في الشكل 47-7، وعندها يكون تيار الخرج مساوياً إلى

($I_s = \frac{\Delta I}{2}$). فإذا كانت مقاومة الحمل الأعظم R_{max} فإن جهد الخرج يساوي إلى ($V_s = R_{max} I$) ، واستناداً إلى أن تيار الملف لا ينعدم فإنه يمكن كتابة العلاقة التالية:

$$V_s = R_{max} I_s = R_{max} \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow \Delta I = 2 \frac{V_s}{R_{max}}$$

$$\Delta I \leq 2 \frac{V_s}{R_{max}}$$

وباستبدال قيمة ΔI من المعادلة (7-9) ينتج:

$$\frac{1}{L_f} V_s \left(1 - \frac{V_s}{E}\right) \leq 2 \frac{V_s}{R_{max}}$$

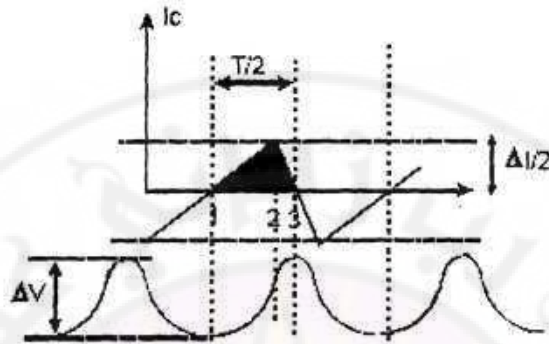
$$R_{max} \leq \frac{2L_f E}{E - V_s}$$

تبين هذه العلاقة القيمة الأعظمية للحمل في خرج مبدل Buck.

7-7-3- التخرج في جهد الخرج:

تعاني إشارة الجهد في خرج المبدل من تعرج ناتج أصلاً عن التغير في قيمة التيار المار في الملف خلال مدة الشحن والتفريغ. في الواقع، وبما أن تيار الخرج للمبدل ثابت القيمة تقريباً، فإن التغير الكبير في قيمة التيار المار في الملف يتم امتصاصها من قبل المكثف ونستطيع بالتالي، تحديد قيمة التيار المار في المكثف بالعلاقة ($I_L - I_s$) والذي له شكل الإشارة المثلثية، وله قيمة مساوية إلى ΔI من القمة إلى القمة. في هذه الحالة، يمكن حساب الجهد على طرفي المكثف والذي يساوي إلى جهد الخرج بالعلاقة:

$$V_c = V_s = \frac{1}{C} \int I dt \quad (7-10)$$



شكل 48-7- التعرج في جهد الخرج للمبدل الخافض للجهد

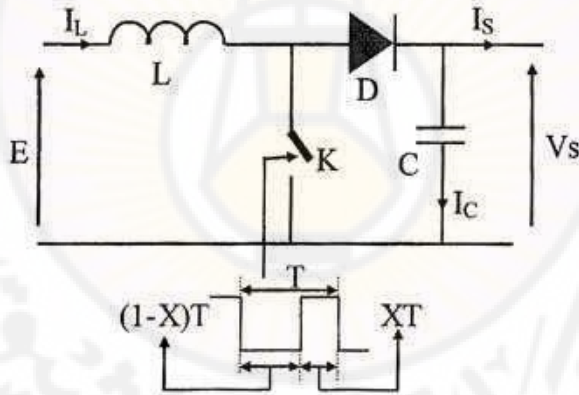
يبين الشكل 48-7 شكل إشارة التيار المار في المكثف I_s وشكل التعرج في جهد الخرج ΔV الناتج عن التغير في قيمة هذا التيار على طرفي المكثف. يمكن حساب قيمة التعرج الناتج على النحو التالي: في اللحظة (1) المبينة على الشكل، تكون قيمة جهد التعرج أصغرية، و عند ازدياد قيمة التيار I_c خطياً حتى اللحظة (2) فإن جهد التعرج يزداد أسياً ليأخذ شكل قوس من منحنى وذلك كنتيجة لتكامل التيار تبعاً للعلاقة (7-10). وبين اللحظتين (2) و (3) تتناقص قيمة التيار I_c خطياً مما يؤدي، تبعاً للعلاقة (7-10)، إلى زيادة جهد التعرج ليصل إلى قيمته العظمى عند اللحظة (3). إن نتيجة التكامل السابق بين اللحظتين (1) و (3) يمثل مطال التعرج في جهد الخرج والذي تعطى قيمته أيضاً من حساب مساحة المثلث المظلل المبين في الشكل (48-7). إذا نستطيع أن نكتب:

$$\Delta V = \frac{I}{C} \frac{1}{2} \frac{T}{2} \frac{\Delta I}{2} = \frac{I}{8Cf} \frac{1}{Lf} V_s \left(1 - \frac{V_s}{E} \right)$$

$$\Delta V = \frac{I}{8LCf^2} V_s \left(1 - \frac{V_s}{E} \right)$$

4-7-7- المبدل رافع الجهد، مبدل Boost أو المقطع التفرعي:

تمثل الدارة المقدّمة في الشكل 49-7 المبدل الرافع للجهد. من أجل استنتاج العلاقات النازمة لعمل هذا المبدل سوف نأخذ بالحسبان نفس الفرضيات المقدمة سابقاً بالفقرة (3-7-7).



شكل 49-7- المبدل الرافع للجهد

1-4-7-7- حساب جهد الخرج:

من أجل استنتاج جهد الخرج للمبدل الرافع للجهد يجب حساب مقدار التغير في التيار المتدفق عبر الملف في حالتي الفصل و القطع للقواطع K.

فعندما يكون القاطع K مغلقاً وذلك خلال الزمن XT فإن الملف سوف يُشحن نحو الجهد E المطبق على طرفيه، فتزداد قيمة التيار المار فيه خلال هذه المدة الزمنية بالمقدار:

$$\Delta I = \frac{E}{L} XT \quad (7-11)$$

وعندما يكون القاطع K مفتوحاً فإن الثنائي في هذه الحالة يكون منحازاً أمامياً ويمرر عبره التيار I_D . فبإهمال جهد التوصيل للثنائي، فإن التغير في قيمة التيار الذي يعبر الملف خلال هذه المدة يساوي:

$$\Delta I = -\frac{V_s - E}{L} (1 - X)T \quad (7-12)$$

وفي نظام العمل المستمر فإن التغير في قيمة التيار المتدفق عبر الملف يكون متساوياً خلال مدة التوصيل والقطع للقاطع K بحيث نستطيع كتابة:

$$\frac{E}{L} XT = \frac{V_s - E}{L} (1 - X)T$$

وبتصحيح هذه المعادلة نجد أن:

$$EX - V_s + E + V_s X - EX = 0$$

وبالتالي فإن جهد الخرج للمبدل يُعطى بالعلاقة:

$$V_s (1 - X) = E$$

$$V_s = \frac{E}{1 - X}$$

ولما كان ($X < 1$) فإن جهد الخرج يكون أكبر قيمة من جهد الدخل ($V_s > E$).

7-7-4-2- التحميل الأعظم:

من أجل رسم تغيرات قيمة التيار المتدفق في الملف بالنسبة للزمن سوف نعزل قيمة XT في المعادلتين (7-11) و (7-12) كما يلي:

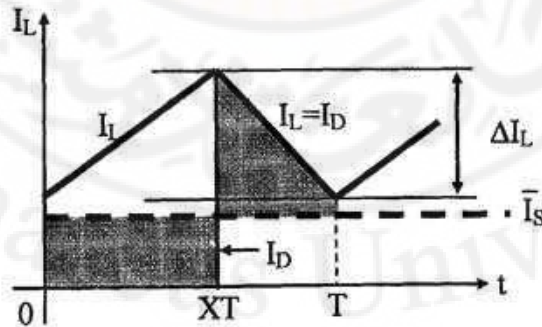
$$XT = \frac{\Delta I}{E} L \quad \text{من المعادلة (7-11) نجد:}$$

$$XT = T - \frac{\Delta I}{V_s - E} L \quad \text{و من المعادلة (7-12) نجد:}$$

ومن مساوات التيجتين السابقتين ينتج أن:

$$\Delta I = \frac{E}{Lf} \left(1 - \frac{E}{V_s} \right) \quad (7-13)$$

توضح هذه المعادلة أن تغير قيمة التيار المتدفق عبر الملف خلال عمليتي الشحن والتفريغ لها شكل مثلثي، وبالتالي، فإن شكل إشارة التيار المتدفق في الملف بينها الشكل 7-49.



شكل 7-50- التيارات في المبدل الرافع للجهد

وعندما يكون القاطع K مغلقاً أي حتى اللحظة XT فإن الثنائي يكون في حالة انحياز عكسي ويكون التيار المتدفق عبره معدوماً أي ($I_D = 0$)، أما عندما يكون القاطع مغلقاً وذلك خلال المدة الزمنية من XT حتى T فإن ($I_D = I_L$). نستنتج من ذلك أن القيمة المتوسطة لتيار الخرج للمبدل $\bar{I}_S$ تساوي القيمة المتوسطة للتيار المار في الثنائي خلال الدور T، وبالتالي تكون مساحة المنطقتين المظلتين في الشكل 50-7 متساويتين. ومن ناحية ثانية فإن الاستطاعة التي تقدمها البطارية خلال الدور T تساوي إلى الاستطاعة المستهلكة في الحمل خلال نفس المدة الزمنية (وذلك بإهمال الاستطاعة المستهلكة في الثنائي وفي مقاومة الملف التسلسلية الطفيلية). علماً أن التيار الصادر عن المنبع E خلال الدور T يساوي إلى القيمة المتوسطة للتيار الذي يجتاز الملف خلال الزمن T. وبالاستناد لما تقدم نستطيع كتابة:

$$V_S I_S = E \bar{I}_L \Rightarrow \bar{I}_L = I_S \frac{V_S}{E} = \frac{I_S}{1-X}$$

وكما رأينا في الحالة السابقة فإن تيار الخرج للمبدل يتغير بتغير قيمة الحمل R، فبازدياد قيمة مقاومة الحمل يترلق المنحني الممثل للتيار I_L في الشكل 50-7 نحو الأسفل على حين أنه يترلق نحو الأعلى عندما تقل قيمة هذه المقاومة. وفي الحالة الحدية (الشكل 51-7) حيث إن مقاومة الحمل في هذه الحالة تساوي R_{max} فإن التيار المار في الملف يُعطى بالعلاقة ($I_L = \frac{\Delta I}{2}$)، وبالتالي، نستطيع أن نكتب:

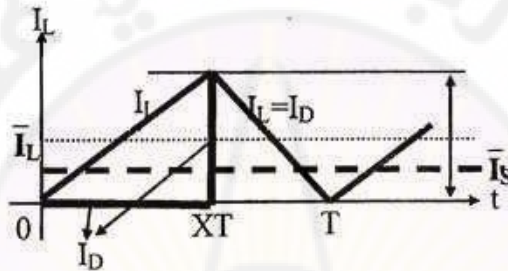
$$\bar{I}_L = I_S \frac{V_S}{E} = \frac{I_S}{1-X} = \frac{\Delta I}{2}$$

وبتعويض قيمة ΔI بقيمتها في المعادلة (7-13) ينتج:

$$V_s = I_s R_{max} = \bar{I}_L (1 - X) R_{max} = \frac{\Delta I}{2} (1 - X) R_{max}$$

$$\Rightarrow R_{max} = 2 \frac{V_s}{\Delta I} = \frac{2Lf}{E} \left(1 - \frac{E}{V_s} \right) V_s$$

$$R_{max} = \frac{2Lf}{(1 - X)XE} V_s$$



شكل 51-7- التيارات في حالة التحميل الأعظم

3-4-7-7- التعرج في جهد الخرج:

ينتج التعرج في جهد الخرج ΔV عن عمليتي الشحن والتفريغ المستمرتين للمكثف C بتواتر عمليتي الفتح والإغلاق للقاطع K على التوالي. ويمكن حساب قيمته بمعرفة قيمة تيار الشحن والتفريغ للمكثف بتطبيق العلاقة التالية:

$$V_c = V_s = \frac{1}{C} \int I dt$$

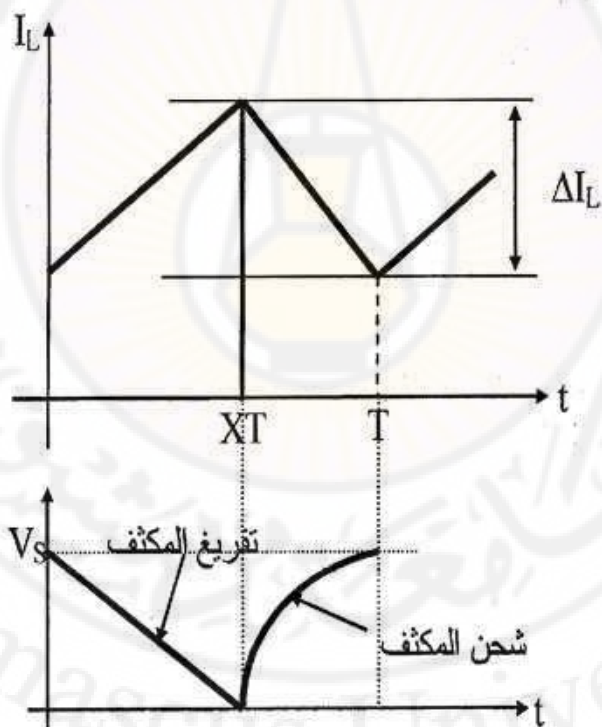
يمتاز المكثف C تيار قيمته $(I_c = I_D - I_s)$. ومن أجل تحديد قيمة التيار I_c نميز منطقتين على الشكل (52-7).

1- عندما يكون القاطع K مغلقاً خلال الزمن XT فإن التيار $(I_D = 0)$ وبالتالي فإن $(I_c = -I_s)$ ويكون جهد التعرج الناتج عن هذه القيمة ثابتاً خطياً مستقيماً.

نستطيع في هذه الحالة تحديد مطال التعرج في جهد الخرج بتطبيق التكامل السابق مع الأخذ بالحسبان أن $(I_C = -I_S)$ وحدود التكامل من اللحظة 0 و حتى XT فنحصل على:

$$\Delta V = \frac{I_S}{C} \times T$$

2- عندما يكون القاطع K مفتوحاً خلال الزمن $(T - XT)$ فإن $(I_D = I_L)$ ويكون جهد التعرج الناتج عن التيار I_C هو قطع مكافئ. يوضح الشكل 52-7 شكل إشارة التعرج.

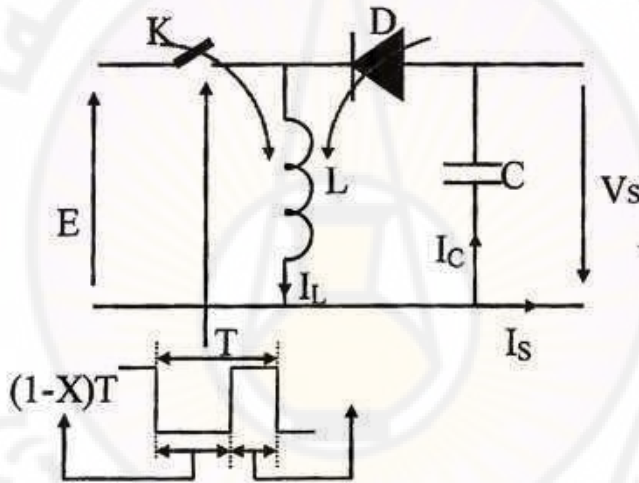


شكل 52-7 شكل إشارة التعرج في خرج المبدل

وفي النهاية يجب أن نشير إلى أن الربح في الجهد الذي يمكن الحصول عليه باستخدام المبدل رافع الجهد محدود بقيمة (10) نتيجة المقاومة الداخلية للملف والتي تبدو كمقاومة تسلسلية مع الملف.

5-7-7- المبدل عاكس الجهد، مبدل Buck-Boost أو المبدل التحريضي:

يبين الشكل 53-7 دائرة المبدل العاكس للجهد. من أجل استنتاج علاقات هذا المبدل سوف نأخذ بالحسبان نفس الفرضيات المقدمة بالفقرة (3-7-7).



شكل 53-7- المبدل العاكس للجهد

1-5-7-7- حساب جهد الخرج:

من أجل حساب جهد الخرج سوف نكرر الخطوات المتبعة في المبدلين السابقين.
- عندما يكون القاطع K مغلقاً خلال الزمن XT فإن الجهد في النقطة A يصبح مساوياً إلى $(V_A = E)$ وبالتالي، فإن التغير في تيار الملف خلال هذه المدة الزمنية يكون:

$$\Delta I = \frac{E}{L} XT \quad (7-14)$$

- عندما يكون القاطع K مفتوح خلال الزمن T-XT فإن التيار يتدفق عبر الثنائي ويكون التغير في التيار الذي يجتاز الملف في هذه المدة يُعطى بالعلاقة:

$$\Delta I = -\frac{V_s}{L} (1-X)T \quad (7-15)$$

ففي نظام العمل المستمر يكون ($\Delta I + \Delta I = 0$) وبالتالي فإن جهد الخرج يساوي:

$$V_s = -\frac{EX}{1-X}$$

تبين هذه العلاقة بأن للخرج جهد سالب كما أنه يمكن أن يكون أكبر من E وذلك تبعاً للقيمة X المختارة.

7-7-5-2- التحميل الأعظم:

من أجل حساب قيمة التغير في التيار الذي يمر في الملف نعوّل قيمة XT في المعادلتين السابقتين فنحصل على ما يلي:

من المعادلة (7-14):

$$XT = \frac{\Delta I}{E} L$$

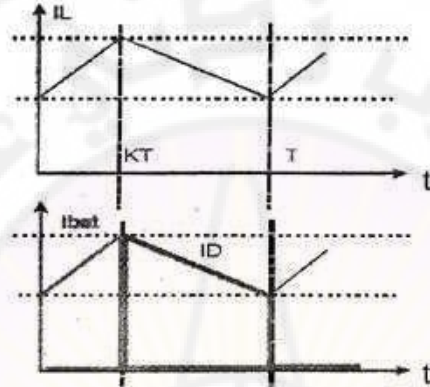
ومن المعادلة (7-15):

$$XT = T - \frac{\Delta I}{V_s} L$$

وبمساواة المعادلتين السابقتين طرف لطرف ينتج:

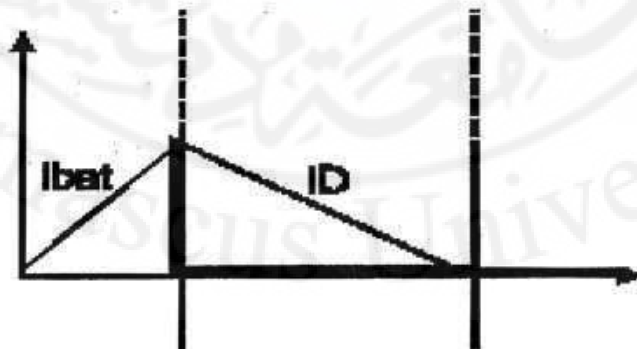
$$\Delta I = \frac{I}{L_f} \frac{E V_s}{(V_s - E)}$$

يوضح الشكل 54-7 أشكال التيارات في هذا المبدل.



شكل 54-7- التيارات في المبدل العاكس للجهد

في حالة التحميل الأعظم وفي نظام العمل المستمر فإن التيار الملف سوف ينعدم فقط في نهاية الدور T وذلك كما هو موضح في الشكل 55-7.



شكل 55-7- التيارات في حالة التحميل الأعظم

يزود منبع الطاقة المستمر E الحمل بالاستطاعة فقط عندما يكون القاطع K مغلقاً، وبالتالي فإن الاستطاعة المزودة إلى الحمل تُعطى بالعلاقة التالية:

$$W = \int_0^{XT} E \cdot \frac{E}{L} t dt = \frac{E^2}{L} \frac{X^2 T^2}{2}$$

ومن ناحية أخرى تُعطى الاستطاعة المبددة بالحمل خلال دور من الإشارة بالعلاقة

$$W = \frac{V_s^2}{R} T \quad \text{التالية :}$$

ففي الحالة الحدية يتم تبديد الاستطاعة المقدمة من منبع الطاقة خلال الزمن XT في الحمل خلال دور من الإشارة أي:

$$\frac{V_s^2}{R_{max}} T = \frac{E^2}{L} \frac{X^2 T^2}{2}$$

$$R_{max} = \frac{2LV_s^2}{E^2 X^2} \Rightarrow$$

3-5-7-7- التعرج في جهد الخرج:

إن حساب التعرج في جهد الخرج للمبدل العاكس يتم بنفس الطريقة المتبعة لحساب التعرج في الجهد في المبدل الرافع للجهد ولكن في هذه الحالة فإن المكثف يزود الحمل بالتيار وذلك عندما يكون القاطع K مغلقاً أي عندما يكون الثنائي في حالة فصل. وبالتالي نفس الخطوات السابقة نجد أن التعرج في جهد الخرج يُعطى بالعلاقة التالية:

$$\Delta V_s = \frac{I_s}{C} XT$$

ملاحق:

1- تحويل فورييه (Fourier Transform):

1-1- تعريف:

لكل إشارة تمثيلية تابعة للزمن $e(t)$ ، صورة مكافئة لها $E(f)$ في المجال الترددي. ندعو $E(f)$ بتحويل فورييه للإشارة $e(t)$ ويعرف بالعلاقة الرياضية التالية:

$$E(f) = F(e(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} e(t) e^{j2\pi ft} dt$$

2-1- تحويل فورييه العكسي:

يوجد تناظر تام بين المجال الزمني والمجال الترددي، وانطلاقاً من ذلك فإننا نستطيع أن نعرف تحويل فورييه العكسي من خلال العلاقة الرياضية التالية:

$$e(t) = F^{-1}(E(f)) = \int_{-\infty}^{+\infty} E(f) e^{j2\pi ft} df$$

يُدخل تعريف فورييه مفهوماً جديداً في معالجة الإشارة وهو طيف الإشارة والذي يعبر عن الخصائص الترددية للإشارة المدروسة. ومن خلال ما تقدم نستطيع تعريف إشارة ما سواءً في المجال الزمني أو المجال الترددي.

3-1- الطي:

نعرف الطي لإشارتين $e(\lambda)$ ، $h(\lambda)$ بأنه التكامل بالنسبة للزمن لجداء هاتين الإشارتين بعد إزاحة إحداها بالمقدار t ، وذلك وفق العلاقة التالية:

$$S(t) = e(\lambda) * h(\lambda) = \int_{-\infty}^{+\infty} e(\lambda) h(t - \lambda) d\lambda$$

وفي مجال معالجة الإشارة الكهربائية نستطيع أن نبرهن أن تحويل فورييه للإشارة التمثيلية $S(t)$ والتي تحتاز مرشحاً ذا تابع نبضي $h(t)$ يُعطى بالعلاقة:

$$S(f) = E(f) \cdot H(f)$$

وبشكل معاكس فإذا كان:

$$S(f) = E(f) * H(f)$$

فإن:

$$S(t) = e(t) \cdot h(t)$$

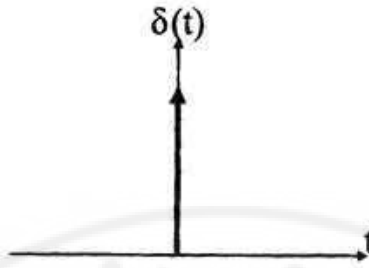
نستنتج مما تقدم الخاصية الهامة التالية: إن الجداء العادي لإشارتين في المجال الزمني يتحول إلى جداء طي في المجال الترددي، وبالعكس فإن جداء الطي لهاتين الإشارتين في المجال الزمني يصبح جداء عادياً في المجال الترددي.

4-1- نبضة ديراك أو النبضة الواحدية $\delta(t)$:

إن نبضة ديراك كما يبينه الشكل 1 هي نبضة ذات عرض t_0 صغير جداً $[t_0 \rightarrow 0]$ وذات استطاعة ثابتة. يمكن ترجمة هذا التعريف رياضياً على النحو التالي:

$$\delta(t) = 0 \quad t \neq 0$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = 1$$



شكل 1-1- نبضة ديراك

وبفرض أن $e(t)$ هي إشارة مستمرة زمنياً، نستطيع أن نبرهن أن:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} e(t) \delta(t) dt = e(0)$$

كما نستطيع تعميم النتيجة السابقة لنحصل على أن:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} e(t) \delta(t - t_0) dt = e(t_0)$$

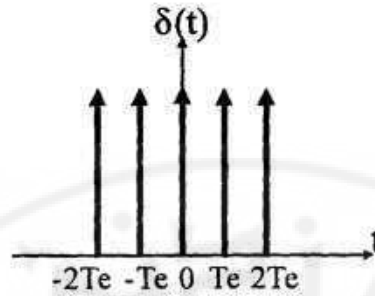
من الخصائص الهامة لهذه النبضة أنها تعتبر العنصر المحايد في جداء الطي أي:

$$F(\delta(t)) = 1 \Leftrightarrow \delta(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi ft} df$$

5-1- تابع ديراك $s_{Te}(t)$:

وهو قطار من نبضات ديراك المنفصلة عن بعضها البعض بمسافة زمنية ثابتة

مقدارها T_e كما يبينه الشكل 2.



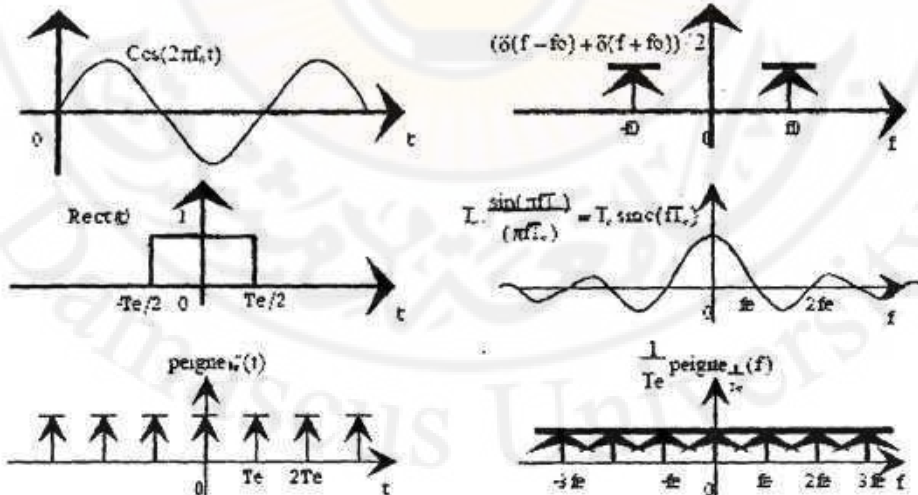
شكل 2-1 - تابع ديراك

$$s_{Te}(t) = \sum_n \delta(t - nTe)$$

ونستطيع أن نبرهن أن تحويل فورييه للتابع السابق يعطى بالعلاقة:

$$F(s_{Te}(t)) = \frac{1}{Te} s_{\frac{1}{Te}}(f)$$

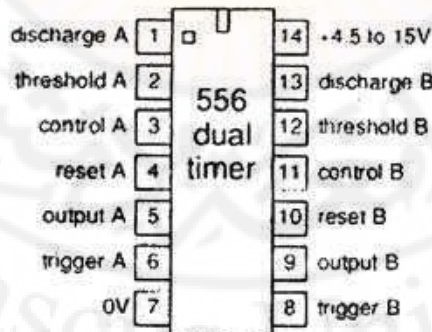
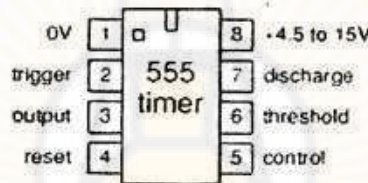
نبين في الشكل 3-1 تحويل فورييه لبعض التتابع المهمة.



شكل 3-1 - تحويل فورييه لبعض التتابع

2- دائرة المؤقت 555 و 556:

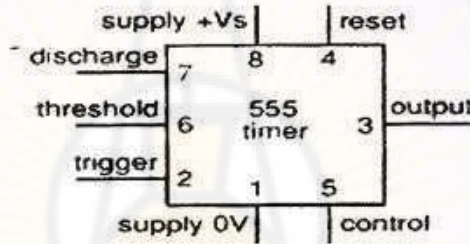
إن المؤقت 555 هو أحد الدارات التكاملية الأكثر شيوعاً. يتضمن هذا المؤقت 23 ترانزستوراً وثنائين و 16 مقاومة موزعة على شريحة سيليكونية ذات ثمانية أطراف (8-pin mini dual-in-line package, DIP-8). وهناك المؤقت 556 وهو مؤقت مزدوج من 555 موضوع ضمن شريحة واحدة ذات 14 طرف ويشارك المؤقتان A و B بنفس طرف منبع التغذية. يبين الشكل 1-2 ترتيب الأطراف لكل من الشريحتين 555 و 556. وهناك أيضاً المؤقت 558 وهو مؤقت يتضمن أربعة من المؤقت 555 موضوعة ضمن شريحة واحدة ذات 16 طرفاً.



شكل 1-2

هناك أصناف من هذه الدارات ضعيفة القدرة مثل الصنف ICM7555 حيث إن تيار الخرج الأعظمي هو محدود 20mA (عند جهد تغذية 9V) وهو تيار صغير جداً في الكثير من التطبيقات ذات الدارة 555 إلا أنه تظهر الحاجة إلى مثل هذا النوع في بعض التطبيقات (من أجل زيادة عمر البطارية).

إن رمز الدارة هو صندوق ترتب أطرافه بما يتناسب مع رسم مخطط صندوقي. على سبيل المثال، في الدارة 555 يُرسم الطرف 8 في الأعلى لكونه يمثل منبع التغذية +Vs. أما الطرف 3 الذي هو طرف الخرج فيُرسم على اليمين كما يبدو على الشكل 2-2. وعادة تستعمل أرقام الأطراف دون الدلالة على وظائفها.



شكل 2-2

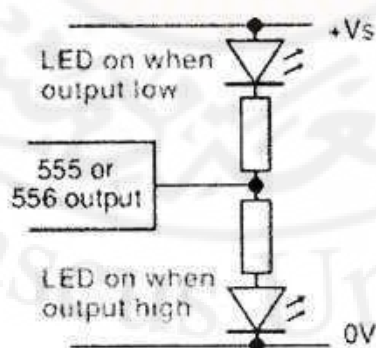
يمكن استعمال الدارتين 555 و 556 بجهد تغذية (V_S) يقع ضمن المجال محدود من 4.5 V إلى 15 V (القيمة العظمى 18V).

تولد الشرائح 555 و 556 النظامية ومضات كبيرة ('significant 'glitch') على جهد التغذية عندما تتغير حالة الخرج فيها. وقد لا يسبب هذا مشكلة في الدارات البسيطة حيث لا يوجد دارات تكاملية IC أخرى، إلا أنه في الدارات الأكثر تعقيداً يجب ربط مكثف تنعيم (Smoothing Capacitor) ذي قيمة محدود (100μF) بين منبع التغذية +Vs والأرض 0V وقريب من الدارة 555 أو 556.

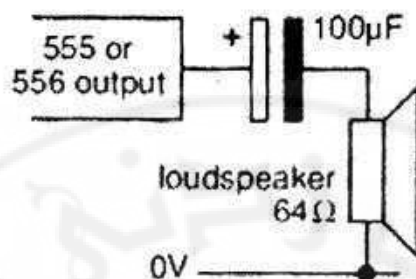
إن مخرج الدارة 555 أو 556 النموذجية يمكنه أن يمرر تياراً يصل حتى 200mA ويكون هذا كافياً من أجل التغذية المباشرة لأحمال عادية مثل ثنائيات باعثة للضوء (LEDs) وذلك بعد ربط مقاومة على التسلسل كما يبينه الشكل 2-3، أو بجهاز، بمقاومة دنيا (64Ω)، يوصل إلى مخرج الدارة (دارة عدم الاستقرار) وذلك بعد ربط مكثف على التسلسل كما يبينه الشكل 2-4، أو ملفات حاكمة (relay coils) وذلك بعد ربط ثنائي حماية كما يبينه الشكل 5.... إلخ، أما من أجل أحمال ذات تيارات كبيرة فيمكن الاستعانة بترانزستورات قدرة.

إن جهد الخرج يكفي جهداً مستمراً بقيمة تقارب ($\frac{1}{2}V_s$) محملاً عليه موجة مربعة حيث يقوم المكثف بمنع الجهد المستمر من المرور إلى الحمل ويسمح للجهد المتناوب بالمرور. أما ما يخص المجسات البلورية (Piezo Transducers) فإنها يمكن توصيلها مباشرة إلى الخرج دون الحاجة إلى مكثف عزل.

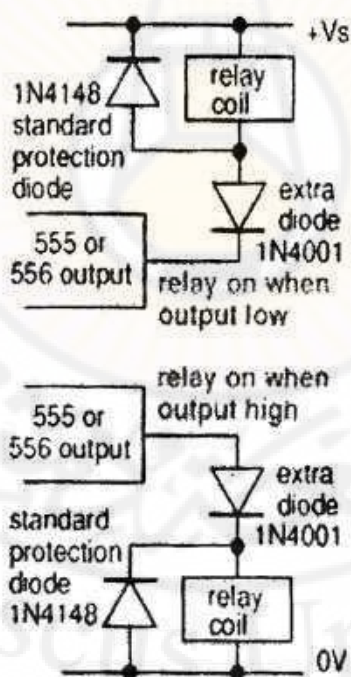
وعند استخدام ملفات الحاكمة أو أحمال تحريضية أخرى فإنه يجب حماية الدارات التكاملية ومنها الدارات 555 و 556 من جهود الومضات الكهربائية الكبيرة (spikes) التي تنتج عند لحظة قطع أو فصل الحمل التحريضي (ملف الحاكمة). تتم الحماية بواسطة ثنائي حماية يوصل مع ملف الحاكمة كما يبينه الشكل 2-5.



شكل 2-3



شكل 4-2



شكل 5-2

تتطلب الدارات 555 و 556 ثنائياً إضافياً يوصل على التسلسل مع الملف من أجل الضمان بالألا يحدث قدح جديد لدارة وحيد الاستقرار إذا حدث قطع أو فصل ملف الحاكمة الذي تنتج عنه الومضات الكهربائية التي يمكن أن تعود إلى الدالة التكاملية. وبدون هذه المكثفات الإضافية يمكن لدارة وحيد الاستقرار أن تقدح نفسها عند قطع أو فصل ملف الحاكمة. إن تيار الملف يمر في الثنائي الإضافي لذلك يجب أن يكون هذا الثنائي قادراً على تمرير هذا التيار مثل الثنائي 1N4001.

أما ما يخص من معلومات عن منبع التغذية الكهربائية المطلوبة للموقت NE555 مثلاً فإننا نبينها في الجدول 1-2.

جدول 1-2-

Supply voltage (V_{CC})	4.5 to 15 V
Supply current ($V_{CC} = +5$ V)	3 to 6 mA
Supply current ($V_{CC} = +15$ V)	10 to 15 mA
Output current (maximum)	200 mA
Power dissipation	600 mW
Operating temperature	0 to 70 °C

- ومن المميزات الأخرى التي تتمتع بها الدارات 555 و 556 هي:
- تردد عمل دارة عدم الاستقرار تزيد عن 500KHz.
 - زمن التوقيت من عدة ميكروثانية وحتى عدة ساعات.
 - يتوافق مع TTL , (TTL compatible).
 - Temperature stability of 0.005% per °C.
 - أزمان الصعود والهبوط لجهد الخرج (Rise and Fall times of output) محدود بـ 100nS.

مداخل الدارة 555 و 556:

- **مدخل القدح (Triggering Input)**: عندما يكون هذا المدخل أصغر من ($V_s / 3$) أي يكون منخفضاً فإنه يمثل الحالة الفعالة المنخفضة (active low) ويضبط (Monitors) تفريغ مكثف التوقيت في دارة عدم الاستقرار. وله ممانعة دخل أكبر من ($2 M\Omega$).

- **مدخل العتبة (Threshold Input)**: عندما يكون هذا المدخل أكبر من ($2/3 V_s$) أي يكون مرتفعاً فإنه يمثل الحالة الفعالة العالية (active high) ويجعل جهد الخرج منخفضاً أي في المستوى صفر (0V) بشرط أن مدخل القدح يكون أكبر من ($V_s / 3$)، وإلا فإن مدخل القدح سيتجاوز مدخل العتبة ويقيي الخرج عند ($+V_s$) يضبط هذا المدخل شحن مكثف التوقيت في دارتي عدم الاستقرار ووحيد الاستقرار وله ممانعة دخل عالية أكبر من ($10 M\Omega$).

- **مدخل الإرجاع (Reset Input)**: عندما يكون أصغر من (0.7V) أي في الحالة المنخفضة وهي الحالة الفعالة (active low) فإن هذا يجعل جهد الخرج صفراً (0V) وسيتجاوز المداخل الأخرى. وعندما لا يُطلب منه ذلك فإنه يجب توصيله إلى جهد التغذية ($+V_s$). له ممانعة دخل بحدود ($10 k\Omega$).

- **مدخل التحكم (Control Input)**: يمكن استخدامه لضبط جهد العتبة الذي يحدّد داخلياً عند ($2/3 V_s$). وعادة فإن هذه الوظيفة ليست مطلوبة ويمكن أن يوصل مدخل التحكم إلى (0V). بمكثف ($0.01 \mu F$) من أجل حذف الضجيج الكهربائي. ويمكن تركه من غير توصيل إذا لم يشكل الضجيج مشكلة.

- **طرف التفريغ (Discharge Pin)**: إن هذا الطرف ليس بمدخل إنما يرد ذكره هنا من أجل إكمال الموضوع. ويستخدم من أجل تفريغ مكثف التوقيت في دارتي ووحيد الاستقرار وعدم الاستقرار.

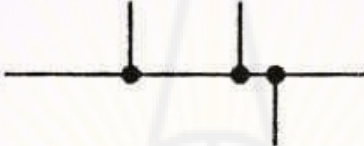
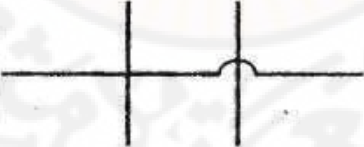
نمين في الجدول 2-2 أسماء الجهات المصنعة للدارات 555 و 556:

جدول - 2-2 -

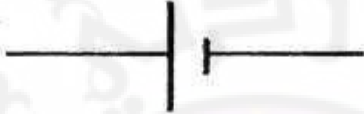
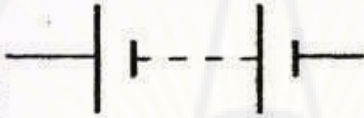
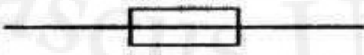
Manufacturer	Model	Remark
ECG Philips	ECG955M	
Exar	XR-555	
Fairchild Semiconductor	NE555/KA555	
Harris	HA555	
Intersil	SE555/NE555/ICM7555	
Lithic Systems	LC555	
Maxim	ICM7555	
Motorola	MC1455/MC1555	
National	LM1455/LM555C	
NTE Sylvania	NTE955M	
Raytheon	RM555/RC555	
RCA	CA555/CA555C	
Sanyo	LC7555	
Texas Instruments	SN52555/SN72555; TLC555	
USSR	K1006BH1	
Zetex	ZSCT1555	down to 0.9 V

3- الرموز المستخدمة في رسم الدارات:

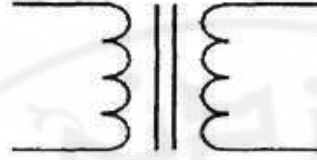
Wires and Connections

Component	Circuit Symbol	Function of Component
Wire		سلك توصيل
Wires joined		نقاط الاتصال في خطوط الدارة.
Wires not joined		نقاط التقاطع في خطوط الدارة حيث لا يوجد اتصال بين الأسلاك. تفضل طريقة الرسم المبينة على يمين الشكل للتعبير عن عدم اتصال سلكين متقاطعين لأن طريقة الرسم المبينة على يسار الشكل تؤدي إلى التباس في فهم حالة هذا التقاطع.

Power Supplies

Component	Circuit Symbol	Function of Component
Cell		خلية تغذية كهربائية. يحدد الجهد الموجب (+) عند الطرف الأيسر.
Battery		منبع تغذية كهربائية (بطارية) ويتكون من عدة خلايا. يحدد الجهد الموجب (+) عند الطرف الأيسر.
DC supply		منبع تغذية كهربائية مستمرة. DC = Direct Current, يمر فيه التيار باتجاه واحد دائماً.
AC supply		منبع تغذية كهربائية متناوبة. AC = Alternating Current, يغير فيه التيار اتجاهه باستمرار.
Fuse		فاصمة كهربائية وهي عنصر أمان حيث تنصهر فتفصل التيار عندما يتجاوز قيمة محددة.

Transformer



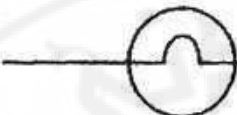
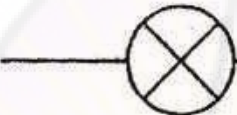
محول كهربائي ويتكون من ملفين يربط بينهما قلب من الحديد. يستعمل المحول من أجل زيادة أو نقصان الجهود المتناوبة. تنتقل الطاقة بين الملفين بواسطة الحقل المغناطيسي. و لا يوجد اتصال كهربائي بين الملفين.

Earth
(Ground)



نقطة التوصيل إلى الأرض.
في العديد من الدارات الإلكترونية يكون هذا عادة الجهد صفر فولت لمنبع التغذية.
0V (zero volts) of the power supply
إلا أنه في مصادر الطاقة الكهربائية وفي بعض الدارات الراديوية فإن هذا الرسم يعني "الأرض"
Earth or Ground.

Output Devices: Lamps, Heater, Motor, ... etc.

Component	Circuit Symbol	Function of Component
Lamp (Lighting)		رمز لمصباح ضوئي وهو مبدّل طاقة (محس) يبدّل الطاقة الكهربائية إلى ضوء.
Lamp (indicator)		رمز لمصباح يستعمل كمؤشّر ضوئي أو مصباح تنبيه وهو مبدّل طاقة (محس) يبدّل الطاقة الكهربائية إلى ضوء.
Heater		رمز لمبدّل طاقة لتحويل الطاقة الكهربائية إلى حرارة.
Motor		رمز لمحرك (مبدّل طاقة) لتحويل الطاقة الكهربائية إلى طاقة حركية.
Bell		رمز لجرس (مبدّل طاقة) لتحويل الطاقة الكهربائية إلى صوت.
Buzzer		رمز لطنان (مبدّل طاقة) لتحويل الطاقة الكهربائية إلى صوت.

ملف سلكي يولد حقلاً
مغناطيسياً عندما يمر تيار فيه.
ويمكن أن يحتوي بداخله على
نواة حديدية. يمكن أن يستعمل
كمبدّل للطاقة الكهربائية إلى
طاقة ميكانيكية عندما يسحب
مادة ذات خواص مغناطيسية
تقع بقربه.

Inductor
(Coil,
Solenoid)



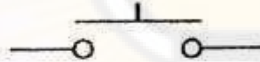
Switches

Component

Circuit Symbol

Function of
Component

Push Switch
(push-to-
make)



مفتاح دفع "push switch"
يكون مفتوحاً عادةً ليسمح للتيار
بالمرور عندما يُضغَط المفتاح.

Push-to-
Break Switch



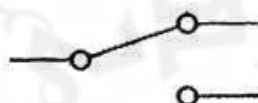
مفتاح دفع "push switch"
يكون مغلقاً عادةً ليسمح للتيار
بالمرور عندما لا يغير الحالة.

On-Off
Switch
(SPST)



مفتاح قطع/وصل on-off يسمح
للتيار بالمرور فقط عندما يكون بحالة
إغلاق أو وصل on ويسمى عادةً:
SPST = Single Pole,
Single Throw.

2-way
Switch
(SPDT)



مفتاح باتجاهين يوجه التيار إلى
أحد الاتجاهين بحسب وضعه.
ويسمى عادة:

SPDT = Single Pole,
Double Throw.

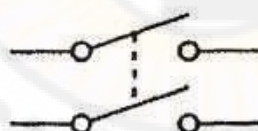
تتصف بعض مفاتيح SPDT
بأنها لها وضع مركزي يحدد
حالة قطع وتتصف بأنها مفاتيح
من النوع:

'on-off-on'

مفتاح قطع/وصل on-off
مزدوج ويسمى عادة:

DPST = Double Pole,
Single Throw.

Dual On-Off
Switch
(DPST)



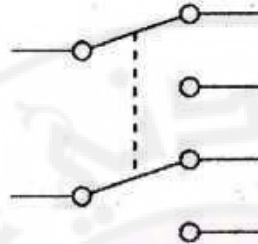
ويستعمل غالباً لفصل مصدر
التغذية الكهربائية ذات الجهد
المرتفع أي عزل خطي التغذية
الكهربائية.

يمكن أن يوصل هذا المفتاح
كمفتاح عاكس:

(reversing switch)

لحمل ما (محرك مثلاً) ويسمى
عادة:

Reversing
Switch
(DPDT)

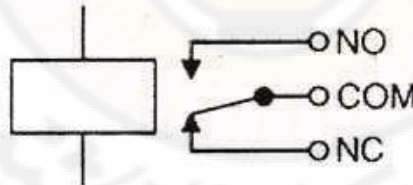


DPDT = Double Pole,
Double Throw.

تتصف بعض مفاتيح DPDT
بأنها لها وضع مركزي يحدد
حالة قطع off.

مفتاح يعمل كهربائياً
بتطبيق جهد بطارية 9V
مثلاً على ملف حاكمة
فيغير حالة عناصر المفتاح

Relay

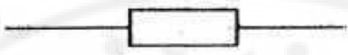
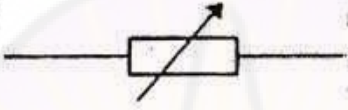
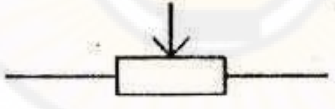
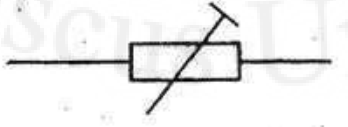


NO = Normally
Open,

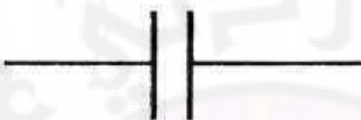
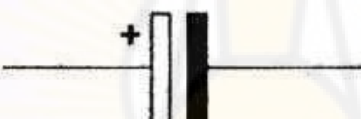
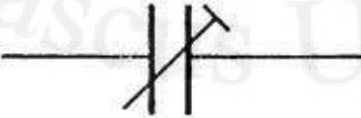
COM = Common

NC = Normally
Closed.

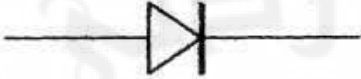
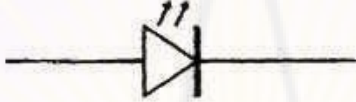
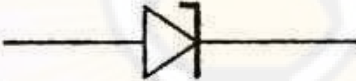
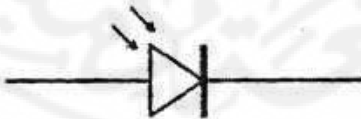
Resistors

Component	Circuit Symbol	Function of Component
Resistor		مقاومة تحدد مرور التيار.
Variable Resistor (Rheostat)		مقاومة متغيرة ذات نقطتي تماس (توصيل) تستعمل عادة من أجل ضبط قيمة التيار المار في الحمل أو ضبط معدل شحن المكثف في دائرة توقيت.
Variable Resistor (Potentiometer)		مقاومة متغيرة ذات ثلاث نقاط تماس (توصيل) تسمى Potentiometer تستخدم عادة من أجل ضبط الجهد ويمكن استعمالها أيضاً كمحس يحول الموقع أو الإزاحة المستقيمة إلى إشارة كهربائية.
Variable Resistor (Preset)		مقاومة متغيرة تُستخدم للمعايرة حيث تُغيّر قيمتها من أجل المعايرة بواسطة أداة ميكانيكية في أثناء تنفيذ الدارة.

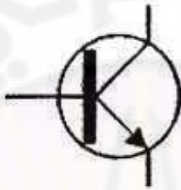
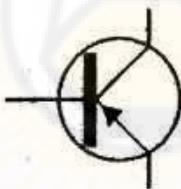
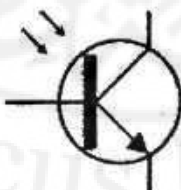
Capacitors

Component	Circuit Symbol	Function of Component
Capacitors		مكثف يخزن الشحنة الكهربائية يمكن أن يُستخدم في دارات التوقيت أو في المرشحات أو لمنع إشارة التيار المستمر وتمييز إشارة التيار المتناوب.
Capacitor, polarized		مكثف كيميائي يخزن الشحنة الكهربائية. يجب الانتباه إلى طريقة توصيله مع الدارة. يمكن أن يُستخدم في دارات التوقيت أو في المرشحات أو لمنع إشارة التيار المستمر وتمييز إشارة التيار المتناوب.
Variable Capacitor		مكثف متغير يستخدم في دائرة التلحين الراديوية.
Trimmer Capacitor		مكثف متغير يستخدم للمعايرة ويسمى trimmer حيث يعاير بأداة ميكانيكية في أثناء عملية تنفيذ الدارة.

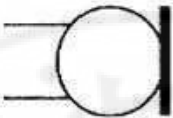
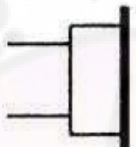
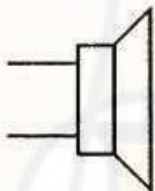
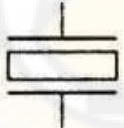
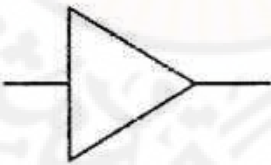
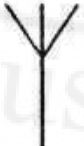
Diodes

Component	Circuit Symbol	Function of Component
Diode		ثنائي وهو عنصر يسمح للتيار بالمرور باتجاه واحد فقط ويمكن استخدامه في دارات التغذية الكهربائية المستمرة.
LED Light Emitting Diode		ثنائي باعث للضوء، يحول الطاقة الكهربائية إلى ضوء.
Zener Diode		ثنائي زينير Zener ، عنصر يتميز باحتفاظه على جهد ثابت على طرفيه ويمكن استخدامه في دارات تنظيم الجهد.
Photodiode		ثنائي ضوئي وهو عنصر حساس للضوء.

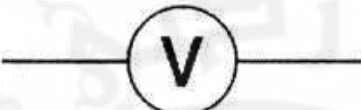
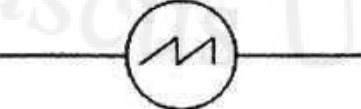
Transistors

Component	Circuit Symbol	Function of Component
Transistor NPN		ترانزستور نوع NPN وهو عنصر يكبر (يضخم) التيار حيث يعمل كمكبر، ويمكن استخدامه أيضاً كعنصر تبديل (مفتاح) Switch ليحقق وظيفة دائرة تبديل Switching Circuit
Transistor PNP		ترانزستور نوع PNP وهو عنصر يكبر (يضخم) التيار حيث يعمل كمكبر، ويمكن استخدامه أيضاً كعنصر تبديل (مفتاح) Switch ليحقق وظيفة دائرة تبديل Switching Circuit
Phototransistor		ترانزستور ضوئي (ترانزستور حساس للضوء).

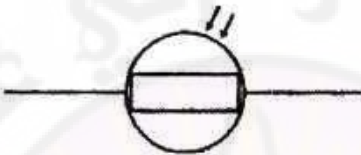
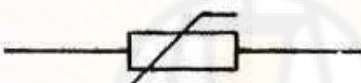
Audio and Radio Devices

Component	Circuit Symbol	Function of Component
Microphone		يحول (ميكروفون) الصوت إلى طاقة كهربائية.
Earphone		يحول (سماعة أذن) الطاقة الكهربائية إلى صوت.
Loudspeaker		يحول (مجهار) الطاقة الكهربائية إلى صوت.
Piezo Transducer		يحول (Piezo) بلوري الطاقة الكهربائية إلى صوت.
Amplifier (general symbol)		رمز يمثل مخططاً صندوقياً لدارة مكبر (مضخم) ذات مدخل واحد.
Aerial (Antenna)		هوائي يستخدم لاستقبال أو إرسال إشارات راديوية.

Meters and Oscilloscope

Component	Circuit Symbol	Function of Component
Voltmeter		مقياس فولت يستخدم لقياس الجهد (أو فرق الكمون).
Ammeter		مقياس شدة التيار.
Galvanometer		غلفانوميتر وهو مقياس حساس جداً يستخدم لقياس التيارات الصغيرة جداً بحدود 1mA أو أصغر.
Ohmmeter		مقياس المقاومة (أوم ميتر) يستخدم لقياس المقاومات. يمكن أن تتضمن معظم أجهزة القياس متعددة الأغراض مقياس مقاومة أيضاً.
Oscilloscope		جهاز راسم إشارة يستخدم لعرض الإشارات الكهربائية ويمكن استخدامه أيضاً لقياس جهدا وزمنها.

Sensors (input devices)

Component	Circuit Symbol	Function of Component
LDR		مقاومة ضوئية LDR (بجس) تعتمد قيمتها على الشدة الضوئية الساقطة عليها. LDR = Light Dependent Resistor
Thermistor		مقاومة حرارية (بجس) تعتمد قيمتها على درجة الحرارة.

البوابات المنطقية Logic gates: تتعامل هذه البوابات مع إشارات تمثل الحالتين:

وهما الحالة: - حقيقي true، (1, high, +Vs, on).

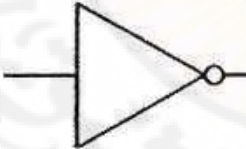
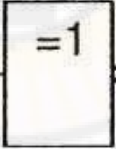
والحالة: - غير حقيقي false، (0, low, 0V, off).

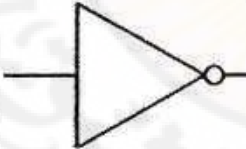
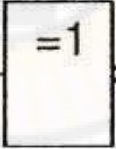
Logic gates process signals which represent **true** (1, high, +Vs, on) or **false** (0, low, 0V, off).

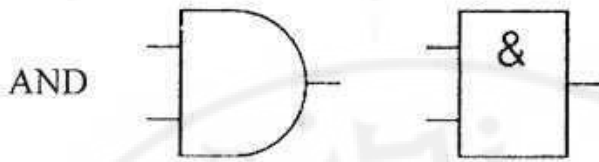
وتمثل بشكلين من الرموز وهي الرموز التقليدية (Traditional) أو الرموز وفق النظام IEC:

(International Electrotechnical Commission, IEC)

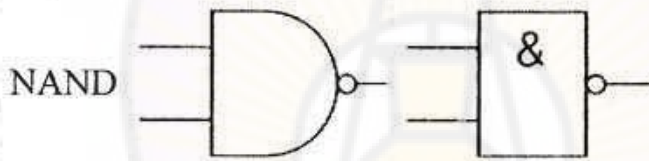
Gate Type	Traditional Symbol	IEC Symbol	Function of Gate
-----------	--------------------	------------	------------------

NOT			بوابة نفي NOT أو عاكس Inverter ذات مدخل واحد. تعني الإشارة '0' عند المخرج التسمية 'not'.
-----	---	---	---

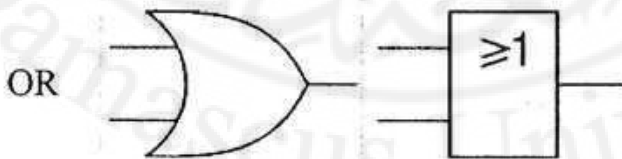
NOT			يكون خرج بوابة النفي معاكساً لدخلها. أي أن خرج البوابة يكون حقيقياً 'true' عندما يكون دخلها غير حقيقي 'false' لذلك تدعى بوابة النفي بالعاكس.
-----	---	---	---



بوابة AND، يمكن أن يكون لها مدخلان أو أكثر. يكون خرج الدارة حقيقياً 'true' عندما تكون جميع المدخلات حقيقية.

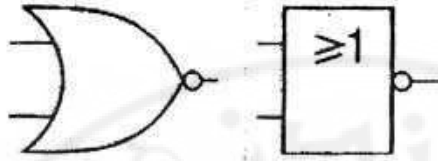


بوابة NAND، يمكن أن يكون لها مدخلان أو أكثر. تعني الإشارة 'o' عند المخرج التسمية 'not' وتبين أنها بوابة Not AND. يكون خرج الدارة حقيقياً إذا كانت جميع المدخلات غير حقيقية.



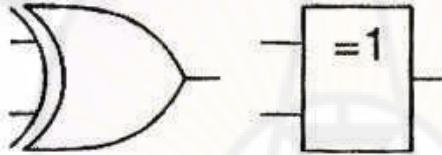
بوابة OR، يمكن أن يكون لها مدخلان أو أكثر. يكون خرج البوابة حقيقياً إذا كان واحد من مدخلها على الأقل حقيقياً.

NOR



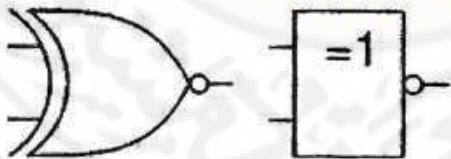
بوابة NOR يمكن أن يكون لها مدخلان أو أكثر. تعني الإشارة '0' عند المخرج التسمية 'not' وتبين أنها بوابة Not OR يكون خرج الدارة حقيقياً إذا لم يكن أي من مدخلها حقيقياً.

EX-OR



بوابة EX-OR يكون لها مدخلان فقط. يكون خرج البوابة حقيقياً عندما تكون مدخلها مختلفة، أي أحدها حقيقي والآخر غير حقيقي.

EX-NOR



بوابة EX-NOR يكون لها مدخلان فقط. تعني الإشارة '0' عند المخرج التسمية 'not' وتبين أنها بوابة Not EX-OR ، يكون خرج الدارة حقيقياً إذا كانت جميع مدخلها متماثلة، أي كلاهما حقيقي أو كلاهما غير حقيقي.

قائمة المصطلحات العلمية

A

A.C. Current	تيار متناوب
A.C. Voltage	جهد متناوب
Absolute Value	قيمة مطلقة
Absorption	امتصاص
Accelerating capacitor	مكثف تسريع
Acceptor Atom	جوهـر مستقبل
Acquisition Time	زمن التحصيل
Active	فَعَال - نشيط
Active Circuit	دائرة فعالة
Active Line	خط فعال
Active Network	شبكة فعالة
Admittance	سماحية
Alarm	تنبيه - إنذار
Alarm Signal	إشارة تنبيه (إنذار)
Alpha, α	ألفا
Amplification	تكبير
Amplifier	مكبر
Amplifiers Coupling	ترابط (ربط) المكبرات

Amplitude	مطال
Amplitude Factor	عامل المطال
Amplitude Modulation, AM	تعديل مطالي
Amplitude Stabilization	استقرار المطال
Analog-to-Digital, (A/D) Converter	محوّل تماثلي/رقمي
Angular	زاويّ
Angular Displacement	إزاحة زاويّة
Anode	مصعد
Aperture Time	زمن الفتحة
A-Stable Circuit	دارة عدم الاستقرار
Attenuation Factor	عامل التخميم
Attenuator	مُخَمِّد - مُضَعِّف
Audio Frequency	تردد سمعي (صوتي)
Avalanche Transistor	ترانزستور جرفي
Average	وسط - معدّل
Average Detection	كشف القيمة المتوسطة
Average Value	قيمة وسطية
Average Voltage	الجهد المتوسط

B

Band	نطاق
Bandwidth	عرض النطاق

Base	قاعدة
Beam	حزمة
Beta, β	بيتا
Bias Current	تيار الانحياز (الاستقطاب)
Bias Voltage	جهد الانحياز (الاستقطاب)
Binary	ثنائي
Binary Code	رمز ثنائي
Binary Counter	عداد ثنائي
Binary System	نظام ثنائي
Bi-polar Transistor, BJT	ترانزستور ثنائي القطبية
Bi-Stable Circuit	دائرة ثنائي الاستقرار
Bit	بتة - بت
Bit of data	بتة معلومات
Bleeder Resistance	مقاومة تمرير
Block Diagram	مخطط صندوقي
Boolean Algebra	جبر بولياني
Breakdown Voltage	جهد انهيار
Brightness	نصوع - توهج
Brightness Control	ضبط النصوع
Buffer	عازل ، حاجز
Buzzer	طنان

C

Calibration	معايرة
Capacitance	سعة
Carrier Swing	تأرجح التردد الحامل
Carrier Wave	موجة حاملة
Catching Diode	ثنائي تَحَفُظ
Cathode	مُهَيِّط
Cell	خلية
Center Frequency	تردد المركز
Channel	قناة
Characteristics	خصائص
Charge	شحن ، شحنة
Chip	شريحة
Circuit	دارة
Clamping Circuit	دارة إزاحة
Clipper	محدد ، قاطع
Clipper Circuit	دارة قطع
Clock Pulse	نبضة ساعة
Closed Loop	حلقة مغلقة
CMOS Transistor	ترانزستور CMOS
Code	رمز
Coding	ترميز

Coefficient	مُعامل
Coefficient of Amplification	مُعامل التكبير
Collector	مجمع
Common Base, C.B.	قاعدة مشتركة
Common Collector, C.C.	مجمع مشترك
Common Emitter, C.E	باعث مشترك
Comparator	مُقارن
Compensation Circuit	دائرة تعويض
Complementary Emitter Follower	تابع باعثي متمم
Complimentary	متمم - متتام
Complimentary Output	خرج متمم (متتام)
Condenser/Capacitor	مكثف
Conduction	توصيل
Conductivity	توصيلية
Constant	ثابت
Continuous Signal	إشارة متواصلة
Control	تحكم - ضبط
Control Circuit	دائرة تحكم
Control Grid	شبكة التحكم
Converter	محول/مبدل
Convolution	طَيّ - نثي
Cosmic Rays	أشعة كونية
Counter	عداد

Counter Circuit	دارة عداد
Coupler	قارن
Coupling	ترابط - اقتران
Coupling Coefficient	معامل الاقتران
Critical Value	قيمة حرجية
Crystal	بلورة
Crystal Oscillator	مهتز بلوري
Current	تيار
Cutoff Frequency	تردد القطع
Cut-off Region	منطقة قطع
Cycle	دورة - دور
Cycle/sec, (Hz)	ذبذبة بالثانية، (هرتز)

D

D.C. Current	تيار مستمر
D.C. Voltage	جهد مستمر
Data Output	خرج بيانات
Data Signal	إشارة معطيات
Data transmission	إرسال بيانات
Decibel, dB	ديسيبل
Decoder	مفكك ترميز
Delay	تأخير
Delay Cable	كابل تأخير

Delay Time	زمن تأخير
Depth	عمق
Detection	كشف
Detector	كاشف (مُكشاف)
Deviation	انحراف
Device	جهاز - أداة
Diagram	مخطط - رسم بياني
Dielectric	مادة عازلة
Dielectric Absorption	امتصاص المادة العازلة
Differential	تفاضلي
Differential Circuit	دائرة تفاضلية
Differential Coefficient	معامل تفاضلي
Differential Function	تابع تفاضلي
Differential Transformer	محول تفاضلي
Differentiator	مُفاضل
Diffusion Capacitance	سعة الانتشار
Digit	رقم
Digital	رقمي
Digital Code	رمز رقمي
Digital Data	بيانات رقمية
Digital Display	عرض رقمي
Digital Electronics	إلكترونيات رقمية
Digital Signal	إشارة رقمية

Diode	ثنائي
Diode Switching State	حالة تبديل بشائي
Direct Coupling	اقتران مباشر
Discharge	تفريغ
Discrete Signal	إشارة مقطعة
Discriminator Circuit	دائرة كشف (تمييز)
Displacement	إزاحة - انتقال
Display	عرض
Display Board	لوحة عرض
Display Controller	متحكم بالإظهار
Distortion	تشوه - تشويه
Divider	مجزئ
Donor Atom	جوهـر معطي
Doping Level	مستوى تطعيم (تنشيط)
Double-buffered Gate	بوابة مضاعفة الحـاجز
Drain	مصرف
Drift rate	معدل الانحراف
Droop	تدلي
Duty Cycle	مردود الدورة
Dynamic Conductivity	توصيلية (ناقلية) ديناميكية
Dynamic Resistance	مقاومة ديناميكية
Detection	كشف التعديل
Demodulation	كشف التعديل

E

Earth	أرض
Earthing	تأريض
Eddy Current	تيارات إعصارية
Eddy Current Losses	المفاقد بالتيارات الإعصارية
Effective Value	قيمة فعالة
Efficiency	مردود
Efficiency Factor	عامل المردود
Electric Circuit	دائرة كهربائية
Electric Field	حقل كهربائي
Electrical Discharge	تفريغ كهربائي
Electron	كهروب- إلكترون
Electrons Current	تيار كهارب
Element	عنصر
Emitter	باعث
Emitter Follower	تابع باعثي
Emitter Follower Logic	منطق تابع باعثي
Equation	معادلة
Equivalent Circuit	دائرة مكافئة
Exponential Signal	إشارة أُسيّة

F

Fall Time, t_f	زمن هبوط
FAN-IN	تحميل البوابات عند الدخول
FAN-OUT	تحميل البوابات عند الخرج
Feed Back	تغذية خلفية (عكسية)
Field Effect Transistor, FET	ترانزستور ذو أثر حقلي
Filter Circuit	دائرة مُرشِّح
Flash	ومضة - وميض
Flasher Circuit	دائرة وامض
Flip-Flop	قلاب
Flow	تدفق
Fluctuation	تأرجح
Focus	بؤرة - محرق
Focusing	تركيز في البؤرة (المحرق)
Forward Current	تيار أمامي
Four-layer Element	عنصر رباعي الطبقات
Frequency	تردد
Frequency Band	نطاق تردد
Frequency Deviation	انحراف التردد
Frequency Modulation, FM	تعديل ترددي
Frequency Response	استجابة ترددية
Frequency Selection	اختيار التردد

Frequency Selective Network

شبكة اختيار التردد

Full Load

حمل كامل

Full Wave Rectifier

موحد موجة كاملة

Function

تابع

Fundamental Frequency

تردد أساسي

G

Gain

ربح

Gate

بوابة

Generator

مولد

Grounded

مؤرض

H

Half Wave Rectifier

موحد نصف موجة

Harmonic Oscillator

مولد إشارة جيبية

Harmonics

توافقيات

Hertz

هرتز

High Frequency

تردد عالي

High frequency Heating

التسخين عالي التردد

High Pass Filter

مرشح تمرير عالي

High Voltage

جهد عالي

High-Pass Filter

مرشح تمرير عالي

Holes	فجوات - ثقوب
Holes Current	تيار فجوات
Horizontal Deflection Plates	صفائح الانحراف الأفقية
Hysteresis Characteristics	خصائص تعويقية
Hysteresis Losses	المفاقد التعويقية

I

Impedance	معاوقة
Impurities	شوائب
Indicator	مؤشر
Induction	تحريض
Inductor	ملف تحريضي
Information	معلومات
Information Circuit	دائرة معلومات
Infra Red, IR	تحت الحمراء
INHIBIT	منع - كبح
Initial Phase	طور بدئي
Initial State	حالة أولية
Input	دخّل
Input Current	تيار دُخّل
Input Impedance	ممانعة دُخّل
Input Resistance	مقاومة دُخّل

Input Voltage	جهد دَخل
Instantaneous	لحظي
Instantaneous Frequency	تردد لحظي
Instrument	جهاز
Integral Circuit	دائرة تكامل
Integrated Circuit, IC	دائرة تكاملية
Integrator	مُكامل
Interconnection	توصيل تقاطعي
Interference	تداخل
Internal Resistance	مقاومة داخلية
Intrusion Alarm	إنذار عند الاقتحام
Inverter	عاكس
Inverting Amplifier	مكبر عاكس
Isolation Resistance	مقاومة عزل
Isolation Voltage	جهد عزل

J

Junction Diode	ثنائي ذو الوصلة
Junction Photocell	خلية ضوئية ذات الوصلة
Junction Capacitance	سعة الوصلة

L

Latch	ماسك
Leading Edge	جبهة أمامية
Leakage	تسرُّب
LED Sequencing Circuits	دارات LED متتابعة
Level	مستوى
Light Emitting Diode, LED	ثنائي باعث للضوء
Limiter	محدِّد
Linear Circuit	دائرة خطية
Linear Element	عنصر خطي
Linear Function	تابع خطي
Linear System	نظام خطي
Linear Voltage	جهد خطي
Linearity	خطية
Load	الحِمل
Load Current	تيار حمل
Load Line	خط الحمل
Load Resistance	مقاومة حمل
Loaded	مُحمَّل
Loaded Circuit	دائرة محمَّلة
Logarithmic	لوغاريتمي
Logic	منطق

Logic Circuit	دارة منطقية
Logic Noise	ضجيج منطق
Logic Principles	مبادئ منطق
Loop	حلقة
Loop Gain	ربح الحلقة
Loss	فقد - خسارة
Low frequency	تردد منخفض
Low Pass Filter	مرشح تمرير منخفض

M

Magnetic Coupling	ترابط مغنطيسي
Magnitude	مقدار
Mark-Space Ratio	نسبة عرض النبضة إلى الفراغ
Mass	كتلة
Matching	توافق (مواءمة)
Maximum Value	قيمة عظمى
Measuring Instrument	جهاز قياس
Minimum	دنيا
Mobility	حركية
Modulation	تعديل
Modulation	تعديل
Modulation Envelope	غلاف التعديل

Modulation Index	عامل التعديل
Mono-Stable Circuit	دارة وحيد الاستقرار
Mono-stable Multivibrator	مهتز وحيد استقرار
Mono-stable, <i>M.St.</i>	وحيد استقرار
Monotone	وحيد النغم
Multimeter	جهاز قياس متعدد الأغراض
Multiplexer	بمجمع - مضاعف
Multivibrator	متعدد الاهتزاز

N

Negative	سالب
Negative Resistance	مقاومة سالبة
Network	شبكة
Neutral	حيادي
Noise	ضجيج
Noise Factor	عامل ضجيج
Noise Figure	شكل ضجيج
Noise Filter	مرشح ضجيج
Noise Level	مستوى ضجيج
No-Load	اللا حمل
Non-Inverting	غير عاكس
Non-Inverting Amplifier	مكبر غير عاكس

Nonlinear	غير خطي
NPN transistor	ترانزستور نوع NPN
Numeric	عددي
Non-linear	غير خطي

O

Offset Voltage	جهد إزاحة
Off-State	حالة قطع
On-State	حالة توصيل (وصل)
Open Loop Gain	ربح الحلقة المفتوحة
Operational Amplifier	مكبر عمليات
Opto	ضوئي (بصري)
Opto Isolator	عازل ضوئي (بصري)
Opto Reflector	عاكس ضوئي (بصري)
Opto Triac	ترياك ضوئي (بصري)
Optocoupler	قارن ضوئي (بصري)
Oscillator	مهنز
Oscilloscope	راسم إشارة
Output	خروج
Output Impedance	معاوقة خرج
Output Power	قدرة خرج
Output Pulse	نبضة خرج

Output Resistance

مقاومة خرج

Output Signal

إشارة خرج

Output Voltage

جهد خرج

Overshoot

تجاوز

Overtones

ترددات عليا

P

Parallel Resonance

رنين تفرعي

Parameters

مُعاملات

Parasitic Capacitance

سعة تشويشية

Parasitic Inductance

تخريض تشويشي

Pass Band

نطاق تمرير

Peak

ذروة

Peak Factor

عامل ذروة

Peak Rate

معدل الذروة

Peak Voltage

جهد ذروة

Penetration

اختراق

Periodic Function

تابع دوري

Periodic Signal

إشارة دورية

Periodic Wave

موجة دورية

Permeability

سمحية

Phase

طور

Phase Shift Oscillator	مهرتز ذو إزاحة في الطور
Phenomena	ظاهرة
Photo Conductive Cell	خلية توصيل ضوئية
Photo emissive Element	عنصر إصدار ضوئي
Photo Resistive Cell	خلية مقاومة ضوئية
Photoelectric Cell	خلية كهروضوئية
Photoelectric Constant	ثابت كهروضوئي
Photoelectric Detector	مكشاف (كاشف) كهروضوئي
Photoelectric Effect	تأثير كهروضوئي
Photoelectric Emission	إصدار كهروضوئي
Photomultiplier	مضاعف ضوئي
Photovoltaic Cell	خلية جهدية ضوئية (خلية شمسية)
Piezoelectric	كهروضغطي
Piezoelectric Effect	أثر كهروضغطي
Pinch-off Voltage	جهد اختناق
P-N Junction	وصلة (P-N)
PNP Transistor	ترانزستور نوع PNP
Polarity	قطبية
Polarization	استقطاب
Polarized	مُستقطب
Positive	موجب
Potentiometer	مقاومة متغيرة
Power	قدرة - استطاعة

Power Amplifier	مضخم (مكبر) قدرة
Power supply	منبع تغذية كهربائية
Preamplifier	مضخم أولي
Primary Winding	ملف أولي
Proportionality Factor	عامل النسبية
Pulse	نبضة
Pulse Amplitude Modulation, PAM	تعديل مطال النبضة
Pulse Circuit	دارة نبضية
Pulse Code Modulation, PCM	تعديل رمز النبضة
Pulse Detector	مكشاف نبضي
Pulse Duration	دوام نبضة
Pulse Duration Modulation, PDM	تعديل دوام النبضة
Pulse Generator	مولّد نبضات
Pulse Length Modulation, PLM	تعديل طول (زمن) النبضة
Pulse Modulation	تعديل نبضي
Pulse Position Modulation, PPM	تعديل موضع النبضة
Pulse Rate	معدّل نبضات
Pulse Repetition Frequency, PRF	تردد تكرار النبضة
Pulse Signal	إشارة نبضة
Pulse Technique	تقنية نبضية
Pulse Time Modulation, PTM	تعديل زمن النبضة
Pulse Width	عرض النبضة
Pulse Width Modulation, PWM	تعديل عرض النبضة

Q

Quality	نوعية
Quality Factor	عامل الجودة
Quantification	تكمية

R

R. F. Oscillator	مهتز تردد راديوي
Radiation	إشعاع
Ramp or Sweep Signal	إشارة متغيرة خطياً، إشارة مسح
Ratio Detector	كاشف النسبة
Rays	أشعة
Reactance	ردية
Recovery Time, t_{rec}	زمن الاستعادة
Rectangular Pulse	نبضة قائمة
Rectifier	موحد
Rectifier Circuit	دائرة توحيد
Reference	مرجع
Reference Level	مستوى مرجعي
Reference Signal	إشارة مرجعية
Regenerative Characteristics	خصائص مجددة
Regulation	تنظيم

Relaxation Oscillator	مِهْتَر استرخائي
Relay	حَاكِمَة
RESET	يَهْيِي
Reset State	حَالَة إِرْجَاع
Resistance	مَقَاوِمَة
Resistances Matching	تَوَافُق مَقَاوِمَات
Resistive Temperature Coefficient, α	مُعَامِل دَرَجَة الحَرَارَة لِلْمَقَاوِمَة
Resistivity	مَقَاوِمِيَة
Resolution Time	زَمَن التَّيَيَّن
Resonance	رَنِين - طَنِين
Resonant Frequency	تَرَدَد الرَنِين
Response Time	زَمَن الاسْتِجَابَة
Return Ratio	نِسْبَة الرَجُوع
Reverse Current	تِيَار عَكْسِي
Ripple Factor	عَامِل التَّعْرَج
Ripples	تَعْرَجَات
Rise Time	زَمَن صُعُود

S

Sample	عَيِّنَة
Sample and Hold	أَخْذ عَيِّنَة وَمَسْك
Sampling	أَخْذ عَيِّنَات - اِعْتِيَان

Sampling Frequency	تردد أخذ عيّنات
Sampling Rate	معدّل أخذ عيّنات
Sampling Switch	مبدّل أخذ العينات
Saturated Circuit	دائرة مشبعة
Saturation	إشباع
Saturation Region	منطقة إشباع
Saw-tooth Signal	إشارة سن منشار
Schmitt Trigger	قادح شمت
Screen	شاشة
Secondary Winding	ملف ثانوي
Self-Heating Factor	عامل التسخين الذاتي
Semiconductor Circuit	دائرة نصف ناقل
Sensing Element	عنصر تحسس
Sensitivity	حساسية
Sensor	حساس
Sequential Circuit	دائرة تتابعية
Series Resonance	رنين تسلسلي
SET	يُعَدُّ - يُحَكِّم
Set State	حالةتهيئة
Set-Reset	تهيئة - إرجاع
Settling Time, t_s	زمن الاستقرار
Shift	انزياح
Signal	إشارة

Signal Generator	مولّد إشارة
Signal Source	منبع إشارة
Signal/Noise Ratio	نسبة الإشارة إلى الضجيج
Sine Wave	موجة جيبية
Single Phase	وحيد الطور
Sinking Current	تيار السحب
Sinusoidal Signal	إشارة جيبية
Sinusoidal Wave	موجة جيبية
Skin Effect	ظاهرة قشرية
Slew Rate	معدّل الميل
Slope	مَيل
Slope Angle	زاوية المَيل
Solar Cell	خلية شمسية
Solid State	حالة صلبة
Source	منبع
Sourcing Current	تيار التصدير
Specific Heat	الحرارة النوعية
Specific Heat Power	استطاعة الحرارة النوعية
Spectrum	طيف
Square Signal	إشارة مربعة
Stabilization	استقرار
Stable	مستقر
Stable State	حالة مستقرة

Stair Case Signal	إشارة درَجية (سَلْمِيَّة)
Standard	قياسي
Starting Voltage	جهد إقلاع
State	حالة
Static Resistance	مقاومة ساكنة
Steady State	حالة مستقرة
Steering Diode	ثنائي توجيه
Step Function	تابع خطوي
Step Signal	إشارة قفزة
Step Voltage	جهد خطوة
Storage Cell	خلية خزن (خلية ذاكرة)
Stray Capacitance	سعة شاردة
Substrate	الطبقة الأساس
Superposition Method	طريقة التراكب
Sweep	مسح
Sweep Signal	إشارة مسح
Sweep Voltage	جهد مسح
Switching Circuit	دائرة تبديل
Switching Cycle	دورة التبديل
Switching Speed	سرعة التبديل
Switching Time, t_W	زمن التبديل
Switching Trajectory	مسار التبديل
Symmetrical	متناظر

Synchronization
System

تزامن
نظام

T

Technique	تقنية
Temperature	درجة حرارة
Thermal	حراري
Thermal Conductivity	توصيلية حرارية
Thermal Radiation	إشعاع حراري
Thermal Time Constant	ثابت زمن حراري
Thermistor	ثيرمستور
Thermometer	ميزان حرارة - ترمومتر
Three Phase	ثلاثي الطور
Threshold	عتبة
Threshold Voltage	جهد عتبة
Thyristor, (SCR)	ثايرستور (موحّد متحكّم به سيليكوني)
Time Base	قاعدة الزمن
Time Constant, τ	ثابت زمن، τ
Time Delay	تأخير زمني
Time Delay Circuit	دائرة تأخير زمني
Time Function	تابع زمني
Timer	مؤقت

Timing Markers	علامات توقيت
Tone	نغم - طنين
Transducer	مجس
Transfer	نقل - تحويل
Transfer Characteristics	خصائص التحويل (النقل)
Transfer Equation	معادلة التحويل (النقل)
Transformer	محول
Transistor	ترانزستور
Transition Time	زمن الانتقال (التحول)
Transmission Gate	بوابة نقل (إرسال)
Transmitter Circuit	دائرة مرسل (إرسال)
Triac	ترياك
Triangular Wave	موجة مثلثية
Trigger	قادح
Triggering Level	مستوى قذح
Triggering Signal	إشارة قذح
Trimmer	أداة تعبير دقيق
Tunnel Diode	ثنائي نفقي

U

Ultraviolet, UV	فوق بنفسجي
Unijunction Transistor	ترانزستور وحيد الوصلة
Unregulated Power Supply	منبع تغذية غير منظم

Undershoot

قصور

Unloaded

غير محمّل

Unstable State

حالة غير مستقرة

V

Valley Point

نقطة الوادي

Varactor Diode

ثنائي متغير السعة

Velocity

سرعة

Vertical Deflection Plates

صفائح الانحراف العمودية

Visible

مرئي

Voltage Amplification

تكبير جهد

Voltage Divider

مجزئ جهد

Voltage Doubler

مضاعف جهد

Voltage Drop

هبوط جهد

Voltage Multiplier

ضارب جهد

Voltage Regulator

منظم جهد

Voltage Source

منبع جهد

Voltage-time Converter

مبدل جهد-زمن

W

Wave

موجة

Wave Length

طول الموجة

Wave Propagation

انتشار موجة

Width

عرض

Winding

ملف

Wire

سلك

X

X-Rays

أشعة سينية

Y

Y-rays

أشعة غاما

Z

Zener Diode

ثنائي زينير

Zener Voltage

جهد زينير

Zero Crossing Detector

كاشف العبور بالصفر

المراجع References

- 1- Microelectronic Circuits, 5th. edition, 2003.
Adel S. Sedra & Kenneth C. Smith, University of
Toronto, Saunders College Publishing.
- 2- Solid State Electronic Circuits for Engineering
Technology, 1992
Antony S. Manera.
McGraw-Hill Book Co.
- 3- Electronics,
J. M. Calvert, M. A. H. McCausland
John Wiley & Sons.
- 4- Microelectronics, 2nd. Edition, 1995
Jacob Millman & Arvin Grabel
McGraw-Hill Book Co.
- 5- Pulse, Digital, and Switching Waveforms.
Millman and Taub.
McGraw-Hill
- 6- Electronique des Impulsions, Tome III.
Jean-Paul Vabre.
Masson & Cie.
- 7- Fundamentals of Pulse and Digital Circuits.
University of Houston, Texas – USA, 2002
- 8- www.Electronics Meccano, 2006.
By Tim Surtell and Michael Adler.

- 9- <http://en.wikipedia.org/wiki/>
- 10- 555 Timer Tutorial, 2006.
By Tony Van Room
- 11- High Speed Logic Circuits using Tunnel Diodes.
R.H. Bergmann, M. Cooperman
R.C.A. Electronic Data Processing,
Cadmen N. J.
- 12- Les Alimentations a découpage
Michel Gérard
Edisciences 1993
- 13- Les Alimentations a découpage et
Convertisseurs a resonance
JP Ferrieux et F Forest
Masson 1994.
- 14- Engineering Electronics
A Practical Approach
Prentice-Hall International Edition, 1989
Robert Mauro
- 15- Elements of digital communication
J.C. BIC, D. DUPONTEIL, J.C. IMBEAUX. 1991.
Wiley
- 16- Principes fondamentaux des télécommunications
Pascal CLERC, Pascal XAVIER. Novembre 1998.
Ellipses

- 17- Télécommunication et transmissions de données
Samuel PIERRE, Marc COUTURE. 1991 Eyrolles
- 18- Electronique pour les transmission numérique
Jacques HERVE. Décembre 1993. Ellipses
- 19- Signaux et systèmes numériques, Filtres, Modulation.
Isabelle JELINSKI. Vuibert
- 20- Transmission de signaux : Cours et exercices
Christophe MORE. Août 1999.amazon

المدقق العلمي:

الأستاذ الدكتور عبد الرزاق البدوية

الأستاذ الدكتور عصام عبود

الأستاذ الدكتور جورج صنيح

المدقق اللغوي : الدكتورة سكينه موعد

حقوق الطبع والترجمة والنشر محفوظة لمديرية الكتب والمطبوعات

