

Fig. 41-14

gemaakt worden en ook gemakkelijk lineair met een signaal worden gevarieerd. Wanneer buis III geleidt, is de ontladestroom gelijk aan i . Doordat IV dan stroomloos is, is de basisspanning van de transistor gelijk aan V_+ . De transistor zal geen stroom voeren en de oplaadstroom van de condensator is nul. Wordt III stroomloos dan gaat de stroom i door IV en wordt de basisspanning iR Volt negatief t.o.v. V_+ . Door de emitterweerstand van de transistor ongeveer gelijk te maken aan R kan de collectorstroom in deze situatie nauwkeurig gelijk gemaakt worden aan i en wordt de condensator nu met deze stroom opgeladen. De periode is in dit geval gelijk aan $2C\Delta V/i$, zodat de frequentie van de driehoekspanning evenredig is met i . Het variëren van i met het modulatiesignaal $v_m \cos \omega_m t$ kan, bijvoorbeeld, op de aangegeven wijze gebeuren. Zoals reeds werd opgemerkt, is met deze schakeling een zeer grote relatieve frequentieverandering mogelijk.

Om van een driehoekspanning met gelijke op- en ontladtijd een sinusvormige spanning te maken, moeten de hogere harmonischen, 3e: 11%.

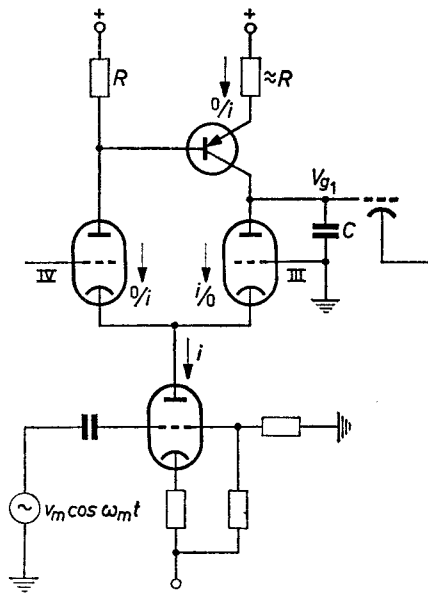


Fig. 41-15

5e: 4%, worden onderdrukt. Daar de frequentie bij deze schakeling over vele decades kan variëren, kunnen hiervoor geen kringen worden gebruikt. Door een goede dimensionering van de begrenzingsschakeling van fig. 37-14 kan de derde harmonische volledig worden onderdrukt. Dit is namelijk het geval indien de driehoekspanning op $1/6$ van de boven- en onderkant wordt afgesneden, hetgeen bij gebruik van ideale diodes bereikt zou worden bij een dimensionering volgens fig. 41-16. Door bovendien in serie met de

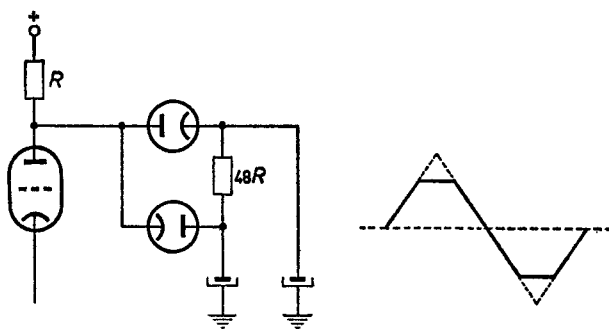


Fig. 41-16

diodes weerstanden aan te brengen, zal het afsnijden flauwer verlopen en wordt de sinusvorm al zeer goed benaderd. Desgewenst kan door het gebruik van een aantal van deze schakelingen ook de invloed van de andere harmonischen worden gereduceerd.

Voor het demoduleren van een fm-signaal met beperkte frequentiezwaai, kan in de eerste plaats gebruik worden gemaakt van een spoel. Heeft men namelijk een stroom $i(t)$ welke evenredig is met een fm-signaal:

$$i(t) = i_0 \sin \int_0^t \omega_{\text{mom}} dt$$

dan geeft deze, zoals reeds in § 36 bleek, over een spoel L een spanning

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} = Li_0 \omega_{\text{mom}} \cos \int_0^t \omega_{\text{mom}} dt$$

welke, na gelijkrichting, een spanning levert die evenredig is met de amplitude en dus ook met ω_{mom} . Deze methode heeft het bezwaar dat bij een frequentiezwaai ω_d welke klein is vergeleken met de centrale frequentie ω_c , het gewenste signaal ook klein is t.o.v. het nulsignaal, fig. 41-17. Voor het detecteren van een fm-signaal is een impedantie met een verloop volgens

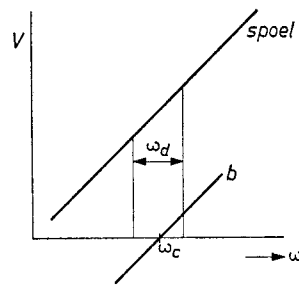


Fig. 41-17

de lijn b dan ook veel geschikter en deze wordt verkregen met behulp van de schakeling van fig. 41-18. Hierbij zijn de kringen I en II resp. afgestemd op de frequenties $\omega_c + \omega_v$ en $\omega_c - \omega_v$, waarbij ω_v van dezelfde orde van grootte is als ω_d , de frequentiezwaai. Het verschil van de gelijkgerichte signalen v_I en v_{II} heeft nu een frequentie-afhankelijkheid als weergegeven in fig. 41-18, onder. De z.g. „Foster-Seely“-discriminator, fig. 41-19, is een variant van bovenstaande schakeling, waarbij de krommen I en II