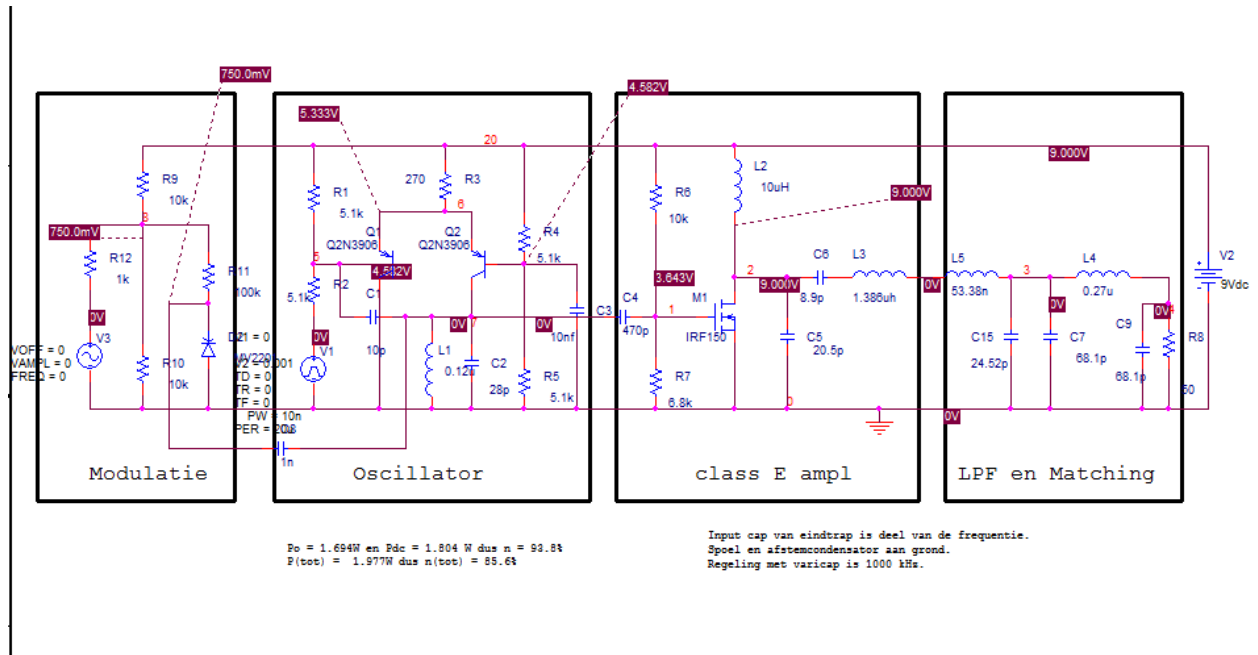


Klasse E FM gemoduleerde zender 1.5W met harmonische onderdrukking

1. Algemene beschrijving



Figuur 1 schema zender

Een Klasse E zender bestaat uit een stabiele oscillator op de gewenste zendfrequentie (hier 50 MHz), gevolgd door een Klasse E eindtrap RF vermogen versterker (hier 1.5 W).

Deze versterker heeft een niet lineaire karakteristiek, wat betekent dat buiten de grondfrequentie van 50 MHz er ook harmonische frequenties op 100 MHz en 150MHz uitgezonden worden zij het verzwakt met ongeveer 27,5 dB voor de tweede harmonische en meer voor de hogere harmonische signalen.

Om te voldoen aan de normale zendspecificaties moeten de hogere harmonische frequenties minstens met 40 dB gedempt worden ten opzichte van de grondfrequentie.

Daarom is deze schakeling ook vervolledigd met een LPF (Laag doorlaat filter) dat afsnijdt op 55Mhz en alle hogere frequenties met nog minstens 16 dB verzwakt.

Opdat deze zender zou FM kunnen gemoduleerd worden is deze voorzien van een modulatie circuit waarbij een LF spraak signaal plus DC offsett spanning de capaciteit van een varicap diode doet veranderen in functie van het LF signaal . Vermits deze varicap diode parallel staat met de capaciteit van de afgestemde kring (L1,C2 en C_{in} van de eindtransistor M1) wordt dus ook de 50 MHz in frequentie verschoven tot maximaal $50 \text{ MHz} \pm 75 \text{ kHz}$ de maximale toegelaten bandbreedte, in het ritme van het LF signaal.

De gehele schakeling wordt gevoed door een 9V batterij. Liefst een gestabiliseerde voeding.

Het totale rendement van deze schakeling is meer dan 85%. Dit betekent dat 85% van de batterij voeding door de antenne wordt uitgezonden. Dit is een zeer hoog rendement en is ook een van de bijzondere eigenschappen van de klasse E versterker.

2. Detail bespreking van de verschillende blokken.

1.1. De Oscillator.

De hier gebruikte oscillator staat bekend als de Franklin oscillator en is een tweetraps oscillator. Op het eerst zicht lijkt het op een differentieel versterker, en tot op een zekere hoogte is dit ook zo en bezit deze schakeling dan ook de typische voordelen van een differentieel versterker, namelijk een zeer goede "common mode rejection" factor. Dit betekent dat deze schakeling minder gevoelig is voor schommelingen in de voeding maar langs de andere kant een zeer grote versterking geeft. Maar als oscillator heeft het andere bijzondere eigenschappen die de stabiliteit van de schakeling ten goede komt.

Een goede oscillator moet aan de volgende eisen voldoen.

De rondgaande versterking moet groter zijn dan één bij het opstarten maar moet zich automatisch zo instellen dat de rondgaande versterking zich zodanig instelt dat het in regime toestand juist gelijk wordt aan één.

De rondgaande fase verschuiving moet hetzij nul graden of een veelvoud 360 graden zijn zodat de oscillatie niet uitdooft maar continu eenzelfde amplitude geeft.

Als we Q1 bekijken dan zien we dat het signaal over de LC kring (L1,C2) via een kleine capaciteit (C1) teruggekoppeld wordt naar de basis van Q1. Deze transistor is een gearde collector schakeling of anders gezegd een emitter volger. Dat wil zeggen dat het signaal aan de emitter gelijk is aan het signaal aan de basis (voor bijna 99%) en de fase tussen Basis en emitter is gelijk aan 0°.

Daarenboven heeft zo een schakeling praktisch geen invloed van wat bekend staat als het "Miller effect" namelijk dat de capaciteit tussen basis en collector versterkt wordt met de versterkingsfactor van de schakeling.

Nog een bijkomend voordeel is dat een emitter volger een grote ingang impedantie heeft. Deze is bijna gelijk aan de emitter weerstand maal de β (beta) factor van de transistor, wat in de orde van 150-250 ligt.

Dit signaal wordt aangelegd aan de emitter van Q2 die in een gearde basis schakeling staat. Dit ziet men vermits de basis van deze transistor, op wisselspanning gebied, door capaciteit C3 aan grond gelegd is. De versterking van zo een schakeling is voor 99% bepaald door de verhouding van de impedantie aan de collector gedeeld door de impedantie aan de emitter.

Voor een klas-E zender is de vorm (sinus signaal) niet zo zeer van belang, eigenlijk zou zelfs een blokgolf het beste zijn, maar het oscillator signaal moet wel groot zijn en voldoende vermogen kunnen leveren om de eindtrap (de LDMOS transistor) volledig uit te sturen. Dit wil zeggen dat de LDMOS zo snel mogelijk ofwel volledig in saturatie wordt gebracht, (binnen één nanoseconde voor een 50MHZ zender) voor een halve periode van de uit te zenden frequentie, ofwel zo snel mogelijk uitgeschakeld wordt, (ook binnen één nano seconde voor een 50MHZ zender) voor de andere halve periode. Gedurende deze overgang fase van AAN of UIT van de LDMOS moeten de ingang capaciteiten volledig (of toch voor meer dan 90%) opgeladen of afgeladen worden.

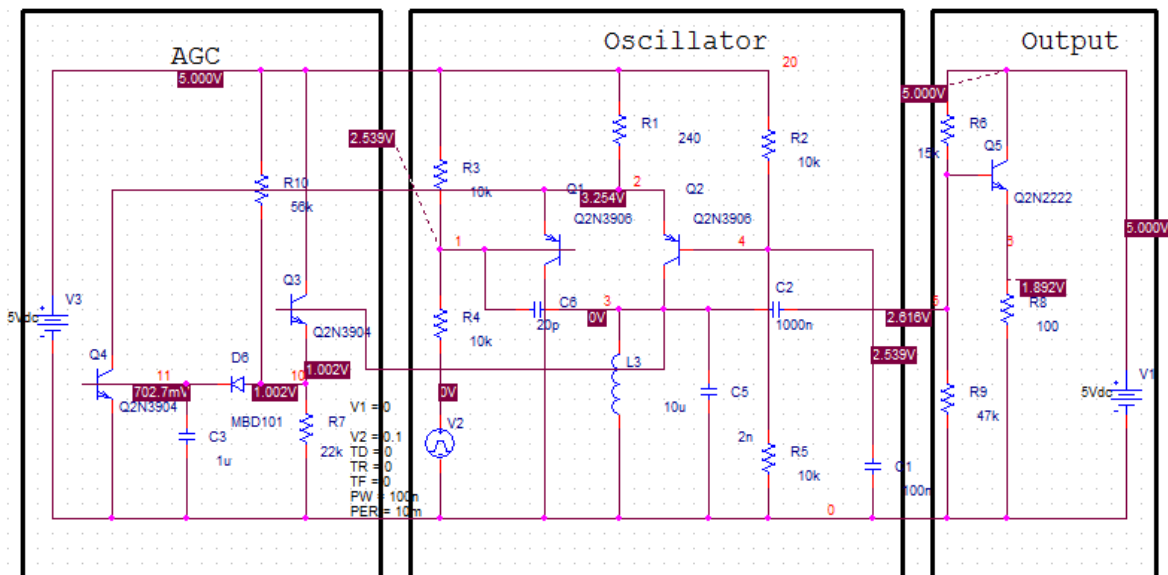
1.1.1. Wil men echter een signaal generator maken die als test toestel kan gebruikt worden dan moet de schakeling uitgebreid worden met een “Automatic Gain Control”. Het hart van de oscillator

In enkele woorden wil ik hier even uiteenzetten waarom dit een bijzondere oscillator is.

Hij bestaat uit een verschil versterker gevormd door de transistoren Q1 en Q2 waarvan Q2 in een Geaarde Basis Schakeling staat (GBS), en Q1 in een Geaarde collector Schakeling (GCS) en de “afgestemde kring” bestaande uit L3 en C5 die “geaard” zijn.

De uitgang van de afgestemde kring is teruggekoppeld via C6 naar de ingang van Q1 om zodoende een rondgaande versterking te krijgen zodat de oscillator zichzelf onderhoudt. Met andere woorden hij oscilleert.

Het bijzondere aan deze schakeling is dat een GBS schakeling een minimale capaciteits bijdrage geeft zodat de kring praktisch volledig bepaald wordt door de afgestemde kring waarvan de frequentie (f) gelijk is aan $f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L3 \cdot C5}}$. Voor de kenners, in zo een schakeling is het Miller-effekt is minimaal.



Figuur 2 schema oscillator

En, zoals reeds aangehaald, de afstemkring is geaard zodat we voor C5 een degelijke, welliswaar uit de oude doos, draaibare afstemcapaciteit kunnen gebruiken.

Noteer dat we deze schakeling kunnen uitbreiden met een “varicap diode” parallel over C5 voor een nauwkeurige fijnregeling te bekomen. (niet op deze figuur aangeduid)

Via C6 wordt dus het slingerend sinus signaal terug gebracht aan de ingang (de Basis) van een GCS geschakelde Q1 transistor.

Het grote voordeel van een GCS schakeling is zijn hoge ingangsimpedantie. Dit wil zeggen dat de afgestemde kring weinig gedempd wordt door deze schakeling. Immers de rondgaande versterking dient ervoor om alle dempingen door de "belasting" veroorzaakt te compenseren.

Q1 en Q2 vormen een differentieel versterker, dit wil zeggen dat alleen het verschil tussen beide ingangen, namelijk tussen punt 1 en punt 4 versterkt wordt maar niet schommelingen van bijvoorbeeld rimpelingen in de voedingslijnen of de grond. Vermits punt 4 via capaciteit C1 voor wisselspanning aan de grond ligt en punt 1 via de capaciteit C6 aan de top van de afgestemde kring hangt wordt dus de spanning over de afgestemde kring versterkt.

De versterking van een differentieel versterker is bepaald door de verhouding van de totale belasting en de weerstand in de "staart" van de schakeling namelijk R1.

De totale belasting is een ingewikkeld begrip en bestaat in feite uit alle elementen die in serie of in parallel verbonden zijn met de afgestemde kring L3,C5. Dit zijn onder andere de weerstanden R5 en R9 maar ook de ingangsimpedanties van Q3 en Q5, alsook de ohmse weerstand van het spoel L3 en inwendige weerstandswaarden van de transistoren Q1, Q2,Q3 en Q5. Je begrijpt het al, een moeilijk controleerbaar of berekenbaar gegeven.

Men moet weten als we de versterking te hoog nemen gaat de slingering steeds groter en groter worden, ja zelfs groter dan de voedingsspanning en wordt het sinussignaal afgeknepen en begint het meer op een impulsvorm te gelijken dan op een mooie sinus. Deze vervormingen zijn oorzaak van het genereren van wat we noemen harmonische vervormingen.

Wanneer echter de versterking te klein wordt ingesteld begint de sinus steeds te verzwakken totdat hij volledig uitdooft. Daarom moet iedere (degelijke) sinusgenerator voorzien zijn van een Automatische Versterkingsfactor (in het engels Automatic Gain Control of AGC) die zodanig werkt dat bij het inschakelen van de voeding de rondgaande versterking groter is dan 1, maar als de slingeringen te groot worden, de rondgaande versterking afneemt totdat deze zich juist instelt tot een rondgaande versterking van 1.

In de klassieke schakelingen zoals de Colpitt, Hartley, Clapp of Vackar oscillators berust de AGC allemaal op het min of meer laten vastlopen van de transistoren, wat onvermijdelijk tot gevolg heeft dat er harmonische vervorming optreedt, maar daarenboven zijn deze schakelingen niet geschikt om met eenvoudige bijregeling van de afgestemde kring (L3,C5) het volledige gamma (van 400 kHz tot 125 Mhz)te bestrijken zonder nog andere componenten te moeten veranderen. Met andere woorden, ze bestrijken maar een smalle band.

Wanneer we alle capaciteiten die een kleine impedantie vormen (zeg maar een kleine wisselstroomweerstand) voor het gamma frequenties die de oscillator moet kunnen behandelen, en dat is in ons geval een bereik van minimaal 400 Hz tot 100 MHz , doorverbinden dan kunnen we een wisselstroom vervangings schema tekenen dat er uitziet zoals in fig. 3.

De impedantie van een capaciteit is $X_c = 1/C.s$ waarin $s = j.\omega$ en $\omega = 2.\pi.f$. Voor 400kHz betekent dat de impedantie van 100 nF gelijk is aan $X_c = 1/(100 \text{ nF} \cdot 2.\pi \cdot 400 \text{ kHz}) = 4 \Omega$

Jan Spaenjers